

Основана в 1947 году
Выпуск 1113

Конструкции советских и чехословацких радиолюбителей

Сборник статей
Книга третья



Москва
«Радио и связь»
1987

ББК 32.84
К 65
УДК 621.396.6

К 65 **Конструкции** советских и чехословацких радиолюбителей: Сб. статей. – Кн. 3. – М.: Радио и связь, 1987. – 144 с.: ил. – (Массовая радиобиблиотека; Вып. 1113)

Приведены описания лучших конструкций, изготовленных советскими и чехословацкими радиолюбителями. Даны указания по их сборке и наладке. Вторая книга вышла в 1981 г. Настоящая книга создана в результате сотрудничества издательств „Радио и связь" (СССР) и СНТЛ (ЧССР).

Для широкого круга радиолюбителей.

К $\frac{2402020000\text{-}175}{046\,(01)\text{-}87}$ 70-87

ББК 32.84

Научно-популярное издание

КОНСТРУКЦИИ СОВЕТСКИХ
И ЧЕХОСЛОВАЦКИХ РАДИОЛЮБИТЕЛЕЙ

Руководитель группы МРБ И. Н. Суслова
Редактор Б. Г. Степанов
Редактор издательства И. Н. Суслова
Художественный редактор Н. С. Шеин
Технический редактор Г. И. Колосова
Корректор Т. С. Власкина

ИБ № 371

Подписано в печать 25.05.87 Т-10475 Формат 60x90/16 Бумага тип. № 3
Гарнитура "Пресс-роман" Печать высокая Усл. печ. л. 9,0 Усл. кр.-отт. 9,375
Уч.-изд. л. 11,28 Тираж 100 000 экз. Изд. № 20146 Зак. № 240 Цена 80 к.
Издательство "Радио и связь". 101000, Москва, Почтамт, а/я 693

ОТ ИЗДАТЕЛЬСТВА

Уже несколько лет успешно и плодотворно сотрудничают Массовая радиобиблиотека и чехословацкое издательство СНТЛ. Убедительным примером тому служит совместное издание книг-сборников „Конструкции советских и чехословацких радиолюбителей". Первые две книги вышли в СССР и ЧССР в 1978 г. и 1981 г. и одобрены радиолюбителями.

Настоящая – третья книга, как и предыдущие, результат творческой деятельности радиолюбителей обеих стран. Она освещает в основном области электроакустической, измерительной и цифровой техники.

В сборник включены описания популярных конструкций, построенных на современной схемотехнической и элементной базе.

Выпуском в свет третьей книги „Конструкции советских и чехословацких радиолюбитетей" издательства вносят посильный вклад в дело расширения научно-технического сотрудничества и развития радиолюбительства наших стран.

Отзывы о книге просим направлять по адресу: 101000, Москва, Почтамт, а/я 693, издательство "Радио и связь", Массовая радиобиблиотека.

УДК 621.375.13

ЗВУКОВОСПРОИЗВОДЯЩИЙ КОМПЛЕКС

А. СЫРИЦО (СССР)

Пожалуй, не будет преувеличением сказать, что сегодня звуковоспроизведение – самое популярное направление в радиолюбительском конструировании.

В длинной цепочке узлов и устройств, от которых зависит качество звучания бытовой радиоаппаратуры, последним по месту, но, наверное, первым по значению стоит громкоговоритель. Действительно, какими бы хорошими ни были источники программ – магнитофон или электропроигрывающее устройство, а также усилитель мощности, посредственный громкоговоритель сведет их достоинства на нет.

Именно здесь сталкивается радиолюбитель с наибольшими трудностями при создании домашнего радиокомплекса высокого качества, так как громкоговоритель – это сложное электроакустическое устройство, которое не поддается простым расчетам, требует от радиолюбителя-конструктора определенного уровня знаний, а иной раз – и целого ряда экспериментов.

По этим причинам многие радиолюбители ограничиваются использованием громкоговорителей заводского изготовления, наибольшее распространение из которых получил 10МАС-1. Однако нелинейные искажения на низких частотах, „бубнение" и ряд других недостатков не позволяют отнести этот громкоговоритель к устройствам высокого класса.

Тем не менее, используя современный подход к конструированию громкоговорителей и современные схемные решения, можно на основе динамических головок 10ГД-30 и 3ГД-31 (от 10МАС-1) создать громкоговоритель, превосходящий по качеству звучания 10МАС-1.

Предлагаемый вниманию комплекс рассчитан на повторение радилюбителями средней квалификации.

Громкоговоритель комплекса можно использовать и с другими усилителями, доработав их в соответствии с рекомендациями автора.

Громкоговоритель. В последнее время громкоговоритель все чаще принято рассматривать как фильтр верхних частот. Это позволило создать точные методы анализа и синтеза громкоговорителей-фазоинверторов. Оказалось, что амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) громкоговорителя-фазоинвертора на низких частотах определяется тремя параметрами: отношением гибкости подвеса подвижной системы к гибкости воздуха в корпусе, отношением частоты настройки фазоинвертора к резонансной частоте головки и, наконец, добротностью подвижной системы головки, т. е. степенью ее демпфирования. При выходном сопротивлении усилителя мощности, близком к нулю, возможен лишь один вариант конструктивного оформления громкоговорителя, в котором головка обеспечивает гладкую АЧХ по звуковому давлению. Правда, при этом может оказаться, что такой громкоговоритель либо будет иметь слишком высокую или, наоборот, чрезмерно низкую частоту среза АЧХ (частота,

на которой звуковое давление уменьшается на 3 дБ относительно горизонтальной части АЧХ), либо потребует корпуса очень больших или слишком малых размеров.

Громкоговоритель-фазоинвертор с требуемой АЧХ можно построить с любой динамической головкой, если соответствующим образом изменить добротность ее подвижной системы. Управлять демпфированием можно изменением конструкции магнитной системы, размещением вблизи задней поверхности диффузора звукопоглощающего материала, применением электромеханической обратной связи (ЭМОС), напряжение которой снимается со специального датчика, или, наконец, изменением выходного сопротивления усилителя звуковой частоты (УЗЧ).

Первый из этих способов практически неприемлем в радиолюбительской практике, второй – не обеспечивает достаточно широких пределов управления демпфированием, третий – требует применения специального датчика ЭМОС, который необходимо монтировать на головке. Четвертый способ отличается широкими пределами регулирования добротности головки без каких-либо изменений в ее конструкции и вполне может быть рекомендован радиолюбителям.

В статье описан последний из этих способов управления степенью демпфирования подвижной системы, показано, как в этом случае синтезировать требуемую АЧХ по звуковому давлению, сформулированы требования к усилителю с отрицательным выходным сопротивлением, приведена методика расчета цепей обратных связей. Много внимания уделено уменьшению амплитуды перемещений подвижной системы, позволяющему снизить нелинейные и интермодуляционные искажения, а также обеспечению горизонтальной фазо-частотной характеристики (ФЧХ) разделительного фильтра по так называемому суммарному выходу (т. е. по суммарному сигналу с выходов высокой и низкой частоты). Последнее позволило получить хорошую ФЧХ громкоговорителя по звуковому давлению (громкоговоритель воспроизводит сигналы прямоугольной формы с незначительными искажениями).

В громкоговорителе применены головки 10ГД-30 и 3ГД-31 от широкораспространенного громкоговорителя 10МАС-1, высококачественный усилитель с отрицательным выходным сопротивлением собран из доступных деталей.

Основные технические характеристики громкоговорителя

Эффективно воспроизводимый диапазон частот, Гц	30. . .20 000
Неравномерность АЧХ по звуковому давлению, дБ, в диапазоне частот 45 . . . 16 000 Гц	6
Номинальная мощность, Вт	10
Среднее стандартное звуковое давление, Па	0,13
Номинальное электрическое сопротивление, Ом	8
Размеры, мм	460×350×260
Масса, кг	12

Акустическое оформление громкоговорителя 10МАС-1, как известно, представляет собой закрытый ящик объемом около 18 дм^3. В таких условиях амплитуда колебаний подвижной системы головки 10ГД-30 на низких частотах оказывается большой, что приводит к нелинейным и интермодуляционным искажениям.

Возможный путь уменьшения амплитуды колебаний подвижной системы – применение ящика-фазоинвертора [1, 2]. Однако при разработке такого акустического оформления для головки 10ГД-30 возникают трудности. Так, для получения гладкой АЧХ по звуковому давлению при работе с усилителем, выходное сопротивление которого близко к нулю, необходим ящик объемом около 80 дм^3 с частотой настройки 20 Гц. При этом спад АЧХ на 3 дБ наблюдается на частоте 22 Гц (рис. 1,

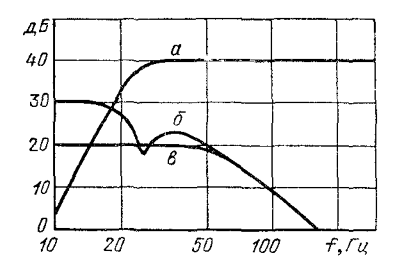



Рис. 1

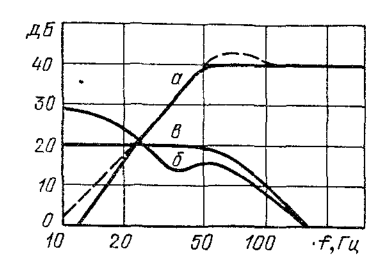


Рис. 2

кривая *а*). Однако расширение рабочего диапазона в сторону низших частот происходит в этом случае за счет увеличения амплитуды смещения подвижной системы головки: на низких частотах она (рис. 1, кривая *б*) получается даже большей, чем у громкоговорителя 10МАС-1 (рис. 1, кривая *в*). Поэтому такой вариант акустического оформления нельзя считать приемлемым.

Лучшие результаты (с точки зрения уменьшения амплитуды колебаний подвижной системы на низших частотах) получаются при уменьшении объема ящика до 25 дм^3 и настройке фазоинвертора на частоту 32 Гц (рис. 2). Амплитуда колебаний подвижной системы такого громкоговорителя на частотах 30 . . . 60 Гц (рис. 2, кривая *б*) получается примерно на 6 дБ меньшей, чем у громкоговорителя 10МАС-1 (рис. 2, кривая *в*), однако возникают неприятности другого рода. Частота среза АЧХ по звуковому давлению (рис. 2, кривая *а*) становится более высокой (примерно 40 Гц), а сама АЧХ при работе с обычным усилителем мощности оказывается уже не гладкой (на рис. 2 показана штриховой линией) : из-за слабого демпфирования подвижной системы на ней возникает подъем в области частот 50 . . 100 Гц, что приводит к „бубнению" при звуковоспроизведении. Наконец, на частотах ниже 25 Гц амплитуда колебаний подвижной системы оказывается значительно большей, чем у закрытого ящика. Сигналы этих частот (например, помехи от привода проигрывателя), естественно, не будут воспроизведены, так как КПД громкоговорителя в самой низкочастотной области диапазона невелик. Однако колебания подвижной системы с большой амплитудой вызовут искажения тех составляющих сигнала, которые воспроизводятся громкоговорителем. Устранить это явление можно, включив на входе усилителя фильтр высоких частот (ФВЧ), препятствующий проникание в тракт составляющих самых низких частот. Если, например, АЧХ такого фильтра будет иметь вид кривой *а*, показанной на рис. 3 (АЧХ фильтра Баттерворта второго порядка с частотой среза 30 Гц), то подключение его к усилителю практически не скажется на АЧХ громкоговорителя по звуковому давлению, но зато существенно уменьшит его чувствительность к инфразвуковым составляющим сигнала (рис. 3, кривая *в*) по сравнению с чувствительностью без фильтра (рис. 3, кривая *б*). Иными словами, применение фазоинвертора и ФВЧ позволяет уменьшить амплитуду колебаний подвижной системы низкочастотной головки и тем самым снизить нелинейные и интермодуляционные искажения, вносимые громкоговорителем.

Что же касается АЧХ громкоговорителя в области низких частот, то сгладить ее можно, использовав для работы с ним усилитель мощности с отрицательным выходным сопротивлением (в таком усилителе, в отличие от обычных, с увеличением сопротивления нагрузки выходное напряжение уменьшается). Достигается это введением положительной обратной связи (ПОС) по току нагрузки. Для получения требуемых результатов выходное сопротивление такого усилителя в области

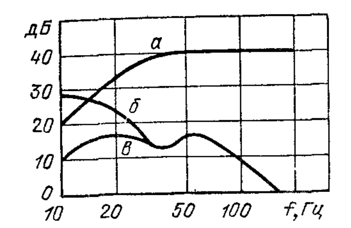


Рис. 3

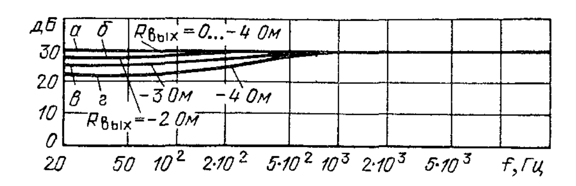


Рис. 4

частот от 20 . . . 30 до 100 . . . 200 Гц должно быть отрицательным и неизменным по величине, а с дальнейшим ростом частоты должно плавно уменьшаться до нуля. При работе же на чисто активную нагрузку сопротивлением, равным номинальному сопротивлению громкоговорителя, АЧХ усилителя должна быть горизонтальной. Сказанное иллюстрируется рис. 4, из которого видно, что при чисто активной нагрузке (в данном случае 7 Ом) АЧХ усилителя горизонтальна при любых значениях выходного сопротивления (рис. 4, кривая *а*), а при отключенной нагрузке усиление на низких частотах оказывается тем меньше, чем больше отрицательное выходное сопротивление (рис. 4, кривые *б–г*).

При неоптимальном демпфировании головки АЧХ громкоговорителя (рис. 5, кривая *а*) в области верхнего (по частоте) максимума модуля полного сопротивления |Z| (рис. 5, кривая *б*) искажается. Если демпфирование мало и АЧХ имеет подъем на максимумах |Z|, то подключение громкоговорителя к усилителю с отрицательным выходным сопротивлением приводит к уменьшению выходного напряжения вблизи этих максимумов (рис. 6, кривые *а*), в результате чего подъем устраняется (рис. 6, кривые *б*). Естественно, при этом надо знать меру: при очень большом демпфировании отдача на низких частотах заметно уменьшается. В данном случае оптимальное выходное сопротивление равно –2 Ом. Именно при таком сопротивлении АЧХ громкоговорителя получается наиболее гладкой (рис. 7), а „бубнение" отсутствует.

Принципиальная схема громкоговорителя показана на рис. 8. Как видно из схемы, основой разделительного фильтра является простейший фильтр первого порядка *L1C1*, который обладает горизонтальными АЧХ и ФЧХ по суммарному выходу (форма сложного сигнала на суммарном выходе в точности повторяет форму сигнала на входе фильтра). К сожалению, наряду с этими достоинствами, *LC*-фильтр первого порядка имеет и существенный недостаток – малое затухание в области заграждения. Так, при частоте раздела 4 кГц ослабление сигнала в высокочастотном канале на частоте 1,4 кГц составляет всего 8 дБ (рис. 9, кривая *а*). Следствием этого

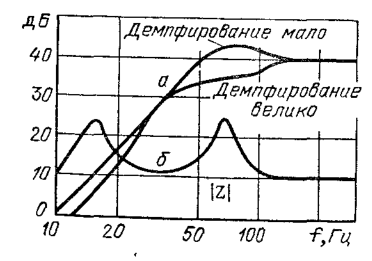




Рис. 5

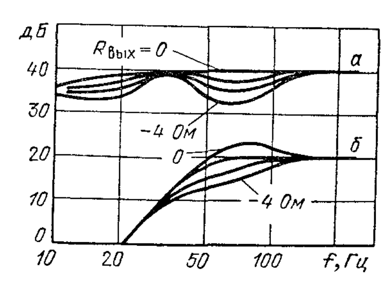


Рис. 6

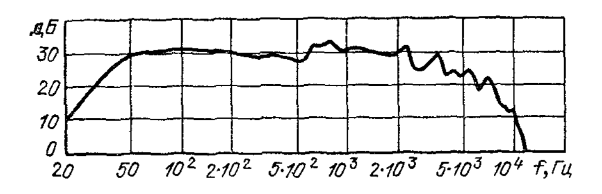


Рис. 7

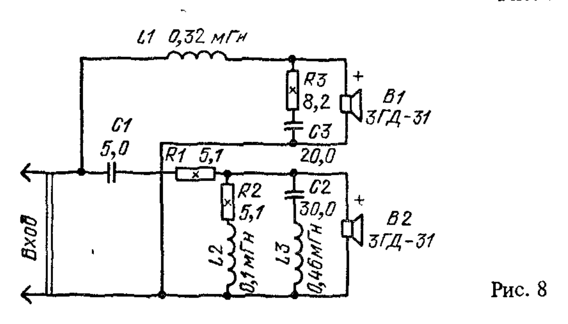


Рис. 8

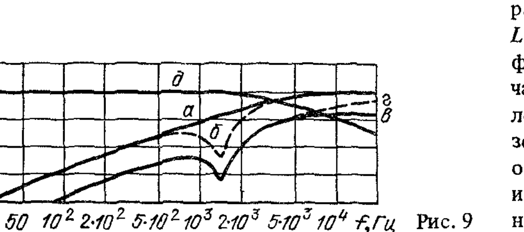


Рис. 9

является попадание на высокочастотную головку (в данном случае 3ГД-31) составляющих сигнала, частота которых близка к частоте ее собственного резонанса. В результате звуковоспроизведение сопровождается неприятным дребезжанием. Ослабить такой дефект звучания можно было бы применением разделительных фильтров более высокого порядка, однако делать это нежелательно, так как их фазовые характеристики по суммарному выходу не горизонтальны.

В описываемом громкоговорителе для ослабления составляющих указанной области частот в дополнение к разделительному фильтру *L1C1* применен режекторный фильтр *L3C2*, настроенный на частоту 1,4 кГц. Это позволило получить на частоте его резонанса затухание сигнала около 25 дБ (рис. 9, кривые *б* и *в*) при весьма незначительном искажении ФЧХ фильтра по суммарному выходу.

Для уравнивания отдачи низкочастотной и высокочастотной головок предназначен частотнозависимый делитель напряжения *R1R2L2*, создающий подъем АЧХ громкоговорителя в области частот 10 . . . 20 кГц (на рис. 9 это показано штриховой линией *г*). Амплитудно-частотная характеристика низкочастотного звена фильтра изображена на этом рисунке кривой *д*.

Как известно, разделительные фильтры обеспечивают расчетные характеристики только при работе на согласованную активную нагрузку. Однако полное сопротивление головки 10ГД-30 (как и любой другой) в рабочем диапазоне частот не остается постоянным (рис. 10, кривая *а*). Если подключить такую головку к фильтру, рассчитанному на нагрузку 8 Ом при частоте раздела 4 кГц, то он окажется рас-

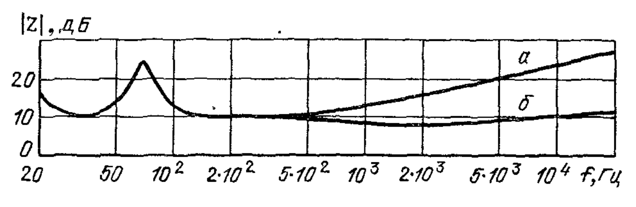


Рис. 10

согласованным с нагрузкой и не обеспечит требуемую АЧХ громкоговорителя. Если же пойти по другому пути – рассчитать фильтр, ориентируясь на полное сопротивление головки на частоте раздела (20 Ом), то придется увеличить индуктивность катушки *L1* в 2,5 раза. При этом, естественно, возрастет и сопротивление постоянному току, что в свою очередь, приведет к снижению КПД громкоговорителя и ухудшению демпфирования подвижной системы низкочастотной головки.

Выход из положения – стабилизация нагрузки фильтра в рабочем диапазоне частот. С этой целью параллельно головке 10ГД-30 в громкоговорителе включена специально подобранная цепь *R3C3*. Благодаря ей удалось выровнять частотную характеристику полного сопротивления головки |Z| во всем диапазоне частот от 200 до 20 000 Гц (рис. 10, кривая *б*), обеспечив тем самым почти идеальное согласование головки с фильтром.

Конструкция и детали. Ящик громкоговорителя (рис. 11) можно изготовить из фанеры или древесно-стружечной плиты толщиной 18 . . . 20 мм. При изготовлении ящика особое внимаиие необходимо уделить его герметизации, так как иначе АЧХ громкоговорителя на низших частотах ухудшится, а амплитуда смещения подвижной системы головки 10ГД-30 возрастет. Заглушать стенки ящика изнутри не обязательно. Обе головки закрепляют с наружной стороны.

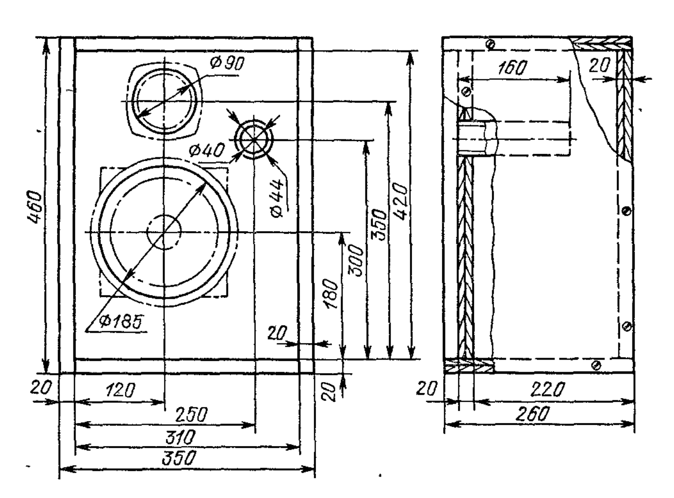


Рис. 11

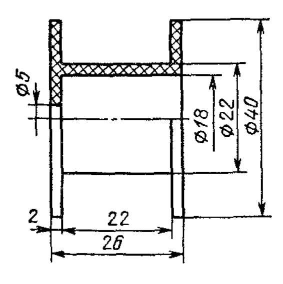


Рис. 12

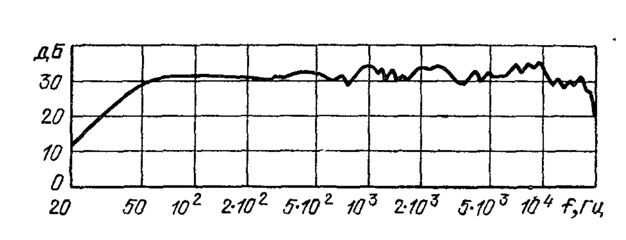


Рис. 13

В фильтре громкоговорителя можно применить бумажные конденсаторы МБГО или МБГП и проволочные резисторы ПЭВ-7,5 или ПЭВ-10. Катушки *L1–L3* наматывают проводом ПЭВ-1 0,96 на пластмассовых (текстолит, органическое стекло и т. п) каркасах (рис. 12). Катушка *L1* должна содержать 130, *L2* – 78, *L3* – 153 витка. Намотка – рядовая, без прокладок. Расстояние между катушками в ящике – не менее 100 мм.

Амплитудно-частотная характеристика громкоговорителя в заглушенной камере при работе с усилителем, выходное сопротивление которого составляло –2 Ом, показана на рис. 13. Благодаря сравнительно малой неравномерности АЧХ и ФЧХ громкоговоритель достаточно хорошо воспроизводит прямоугольные импульсы (рис. 14). Разумеется, таким свойством он обладает только при регистрации сигнала вблизи его акустической оси. При отклонении же от нее на угол более ±10° искажения формы сигнала становятся значительно большими.

Сравнительное прослушивание с громкоговорителем 35АС-1 показало, что при размещении в зоне небольших отклонений от акустической оси эксперты отдавали предпочтение описываемому громкоговорителю, как обеспечивающему более слитное, „прозрачное", естественное звучание. „Бубнение" на низших частотах никем не замечалось. При отклонении от акустической оси более чем на ±30° отмечалось заметное ухудшение качества звучания (по сравнению с 35АС-1), что объясняется узкой диаграммой направленности головки 3ГД-31 на высоких частотах.

Усилитель с отрицательным выходным сопротивлением. Сделать выходное сопротивление усилителя на низких частотах отрицательным можно, введя в него частотно-зависимую положительную обратную связь по току (ПОСТ). Однако, отличаясь простотой схемного решения, такой способ получения отрицательного выходного сопротивления имеет существенный недостаток. Заключается он в том, что усилитель, охваченный только ПОСТ, не отвечает одному из основных требований, предъявляемых к нему при совместной работе с громкоговорителем; коэффициент усиления при сопротивлении нагрузки, равном номинальному, зависит от частоты. Требуемые результаты удается получить в том случае, если цепь вновь вводимой обратной связи подключена параллельно цепи основной ООС, охватывающей усилитель, и осуществляет не только ПОСТ, но и ООС по напряжению (ООСН).

Функциональная схема возможного варианта усилителя с такими обратными связями показана на рис. 15. Здесь *А2* – усилитель мощности звуковой частоты, *А3* – устройство, символизирующее цепь основной ООС, охватывающей его, *А1* и *А4* - инвертирующие усилители в цепях ПОСТ и ООСН, *Z1* – ФВЧ, о назначении которого говорилось в первой части статьи.

Как видно из схемы, сигнал ООСН, выделенный на резисторе *R6*, поступает на вход усилителя *А1* через усилитель *А4*, а сигнал ПОСТ, снимаемый с резистора *R4*, – непосредственно. В результате в точке *А* сигналы ПОСТ и ООСН частично или полностью компенсируются, и усилитель *А1* усиливает их разность $U_{ПОСТ}-U_{ООСН}$. Для устранения влияния цепей дополнительных обратных связей на коэффициент усиления усилителя *А2* при сопротивлении нагрузки, равном номинальному ($R_н = R_{н.ном}$), напряжение в точке *А* должно равняться нулю ($U_{ПОСТ} = U_{ООСН}$). Достигается это изменением сопротивления подстроечного резистора *R5*. При $R_н \neq R_{н.ном}$ напряжения $U_{ПОСТ}$ и $U_{ООСН}$ не компенсируют друг друга, и на выходе усилителя *А1* (в точке *Б*) появляется сигнал обратной связи $U_Б$, значение

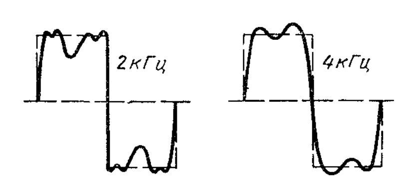


Рис. 14

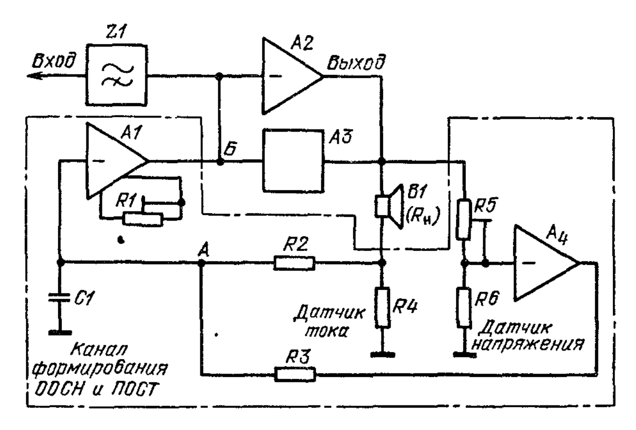


Рис. 15

которого зависит от коэффициента усиления усилителя *A1* и от отношения $R_н/R_{н.ном}$, а фаза – от вида неравенства: $R_н > R_{н.ном}$ или $R_н < R_{н.ном}$. В частности, при $R_н > R_{н.ном}$ в точке *A* превалирует сигнал ООСН, поэтому напряжение $U_Б$ оказывается синфазным с напряжением ООС на входе усилителя *A2*, и его коэффициент усиления K_0 уменьшается. Значение отрицательного выходного сопротивления определяется коэффициентом усиления усилителя *A1* (его регулируют изменением сопротивления резистора *R1*), а зависимость от частоты – АЧХ ФНЧ, состоящего из конденсатора *C1* и резистора *R3*.

Устройство, реализующее рассмотренный способ получения отрицательного выходного сопротивления, может быть выполнено по схеме, показанной на рис. 16. Здесь $R_{ООС1}$, $R_{ООС2}$ и $C_{ООС}$ – элементы цепи основной ООС, охватывающей усилитель, каскад на транзисторе *V1* усиливает сигнал ООСН, а каскад на транзисторе *V2* – разность сигналов ООСН и ПОСТ. Вычитаются они в коллекторной цепи транзистора *V1*. Фильтр низких частот формирующий закон изменения выходного со-

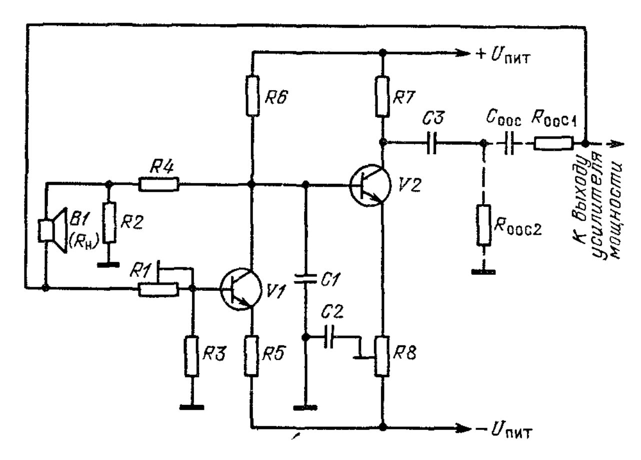


Рис. 16

противления на низших частотах, образован резистором *R4* и конденсатором *C1*. Выходное сопротивление усилителя регулируют подстроечным резистором *R8*: перемещение его движка в верхнее (по схеме) положение приводит к росту коэффициента усиления каскада на транзисторе *V2* и, следовательно, к увеличению отрицательного выходного сопротивления. Особенностью устройства является то, что при полной компенсации сигналов ООСН и ПОСТ ($R_н = R_{н.ном}$) разность потенциалов на выводах резистора *R6* отсутствует. В результате переменный ток через этот резистор не проходит и каскад на транзисторе *V1* оказывается нагруженным только на резистор *R4*.

Устройство можно применить в любом усилителе мощности. Особое внимание при этом необходимо уделить хорошей фильтрации напряжения питания (иначе ухудшится отношение сигнал-шум усилителя) и снижению нелинейных искажений (последнее достигается выбором минимально необходимого коэффициента усиления каскада на транзисторе *V2*). Полный расчет устройства приводится в конце статьи.

Принципиальная схема усилителя звуковой частоты, построенного в соответствии с рассмотренной функциональной схемой (рис. 15), показана на рис. 17.

Усилитель состоит из трех функционально законченных узлов: активного ФВЧ, собственно усилителя мощности и устройства формирования ООСН и ПОСТ.

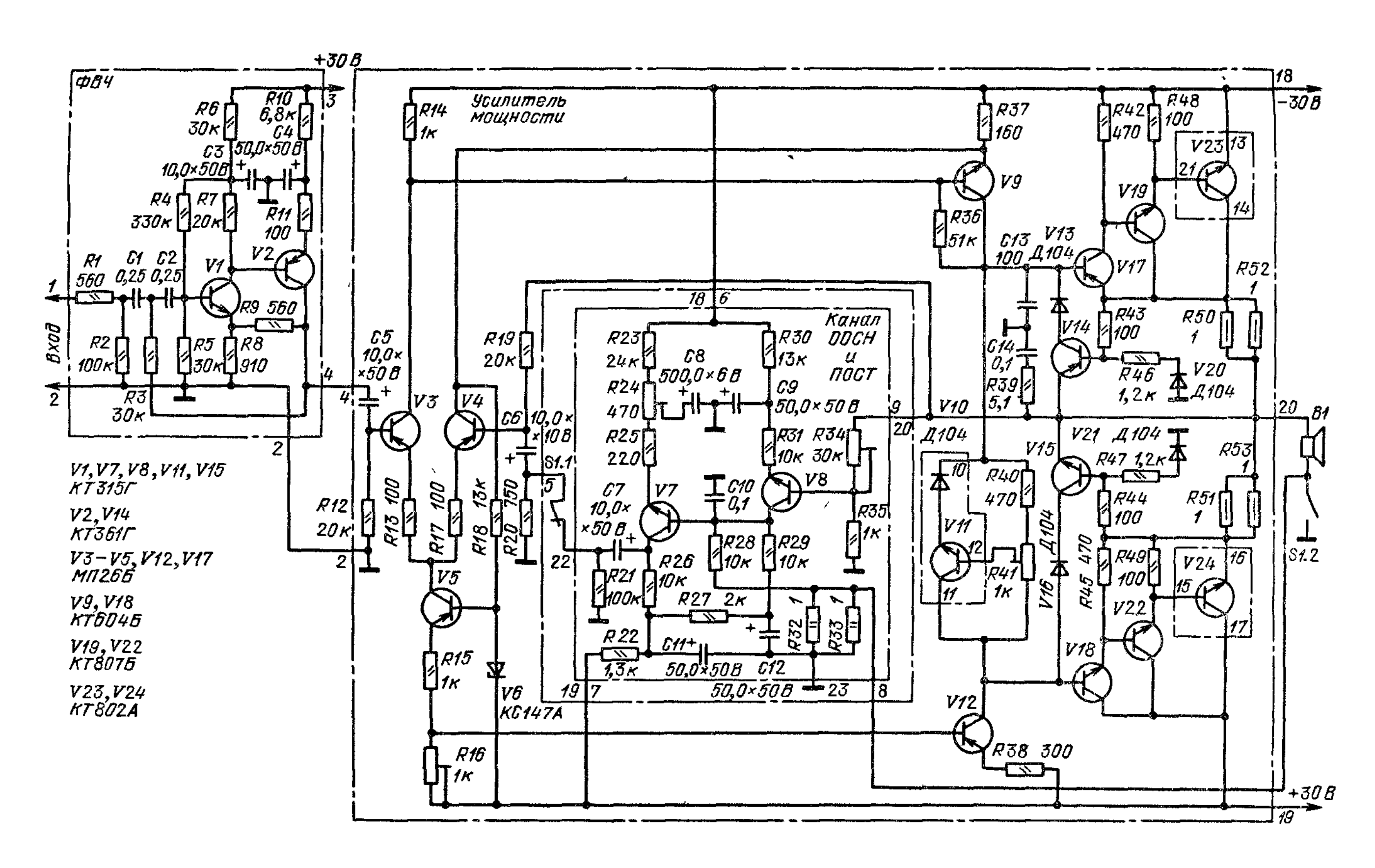
Активный ФВЧ выполнен на транзисторах разной структуры *V1* и *V2*. Его АЧХ формируется резисторами *R3*, *R5* и конденсаторами *C1*, *C2*. Частота среза фильтра – 30 Гц. Для уменьшения (увеличения) частоты среза достаточно увеличить (уменьшить) емкость конденсаторов *C1* и *C2* в число раз, равное отношению требуемого значения частоты к частоте среза 30 Гц. Например, если необходима частота среза 45 Гц, то емкость конденсаторов надо уменьшить в 1,5 раза.

Усилитель мощности собран по известной схеме с квазикомплементарным выходным каскадом на транзисторах *V17*–*V19* и *V22*, *V24*. Каскады усиления напряжения выполнены на транзисторах *V3*, *V4* и *V9*. От выхода из строя при перегрузках и коротких замыканиях в нагрузке транзисторы выходного каскада защищает устройство, выполненное на транзисторах *V14* и *V15*.

Основной особенностью усилителя является применение в каскаде на транзисторе *V9* параллельной ООС по напряжению (через резистор *R36*). Такая ООС, как известно, уменьшает не только нелинейные искажения, вносимые каскадом, но и его выходное сопротивление. Последнее очень важно, так как нелинейные искажения в схеме с общим коллектором (в данном случае – это выходной каскад) зависят от отношения сопротивления источника сигнала к входному сопротивлению каскада: чем меньше это отношение, тем меньше и искажения [3]. Это позволило уменьшить искажения в выходном каскаде до величины, пренебрежимо малой по сравнению с искажениями, вносимыми каскадами усиления напряжения (примерно 3%). Благодаря этому удалось ограничиться общей ООС глубиной всего около 20 дБ (после чего коэффициент гармоник стал равен 0,3 %). Небольшая глубина общей ООС обеспечивает достаточный запас по устойчивости усилителя и малые динамические искажения.

Еще одна особенность усилителя – повышенный коэффициент усиления по напряжению, достигнутый более полным использованием напряжения сигнала, снимаемого с дифференциального каскада.

Канал формирования ООСН и ПОСТ выполнен на транзисторах *V7* и *V8* по схеме, приведенной на рис. 16. Резистор *R25* ограничивает максимальный коэффициент усиления каскада на транзисторе *V7*, а следовательно, и максимальное значение отрицательного выходного сопротивления усилителя. При необходимости выходное сопротивление усилителя можно сделать равным нулю, переведя выключатель *S1* в левое



+30 В
ФВЧ
R6 30к
R10 6,8к
C4 50,0×50 В
C3 10,0×50В
R4 330к
R7 20к
R11 100
R1 560
C1 0,25
C2 0,25
V1
V2
R9 560
Вход
R2 100к
R5 30к
R8 910
R3 30к
Усилитель мощности
R14 1к
C5 10,0× ×50 В
V3
V4
C6 10,0× ×10 В
R19 20к
S1.1
R12 20к
R13 100
R17 100
R18 13к
R20 750
V5
R15 1к
V6 КС147А
R16 1к
Канал ООСН и ПОСТ
R23 24к
R24 470
R25 220
C8 500,0×6 В
R30 13к
C9 50,0×50 В
R31 10к
R34 30к
C7 10,0× ×50 В
V7
V8
C10 0,1
R35 1к
R21 100к
R26 10к
R28 10к
R29 10к
R27 2к
R32 1
R33 1
R22 1,3к
C11 50,0×50В
C12 50,0×50В
R37 160
V9
R36 51к
C13 100
V13 Д104
V17
R42 470
R48 100
V23
V19
R43 100
R52 1
R50 1
C14 0,1
V14
R46 1,2к
V20 Д104
R39 5,1
V10
Д104
V15
V21
Д104
R47 1,2к
R53 1
R40 470
V11
R41 1к
V16 Д104
R44 100
R45 470
R49 100
R51 1
V24
V22
V18
V12
R38 300
B1
S1.2
−30 В
+30 В
V1, V7, V8, V11, V15 КТ315Г
V2, V14 КТ361Г
V3–V5, V12, V17 МП26Б
V9, V18 КТ604Б
V19, V22 КТ807Б
V23, V24 КТ802А

Рис. 17

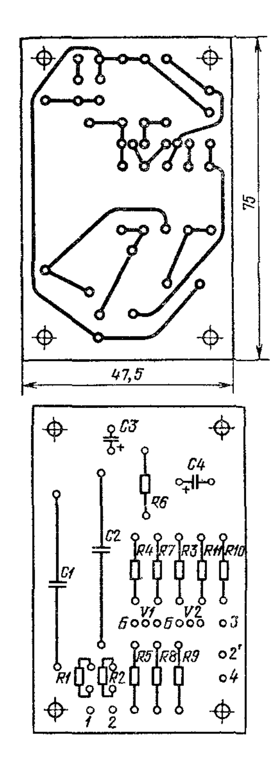


Рис. 18

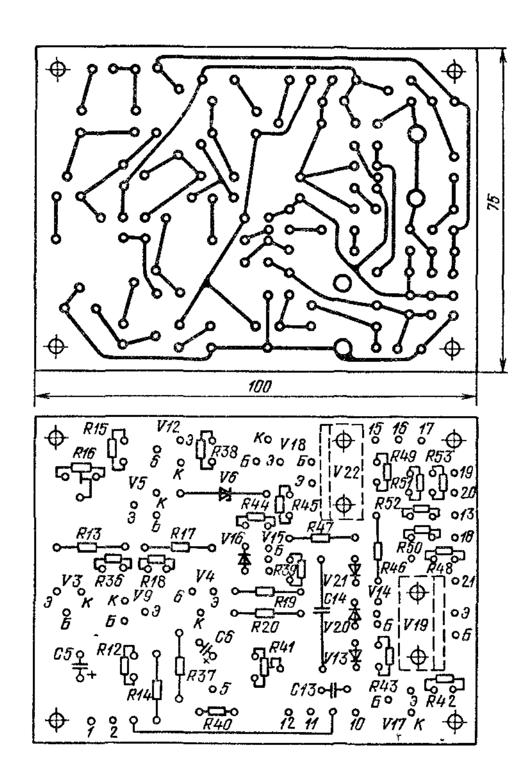


Рис. 19

(по схеме) положение. Канал питается от того же источника, что и усилитель, через развязывающие фильтры *R22C11, R27C12, R23C8* и *R30C9*.

Конструкция и детали. Усилитель смонтирован на трех печатных платах. На первой из них (рис. 18) размещены детали ФВЧ, на второй (рис. 19) – собственно усилители мощности, на третьей (рис. 20) – канала формирования ООСН и ПОСТ. Как уже говорилось, собран усилитель из деталей, имеющихся на базах Посылторга. Кроме указанных на схеме, в усилителе можно использовать без подбора транзисторы КТ315А–КТ315Е *(V1, V7, V8, V11, V15)*, КТ361А–КТ361Е *(V2, V14)*, МП26А *(V3–V5, V12, V17)*, КТ605А, КТ605Б, КТ601А, КТ602А, КТ602Б *(V9, V18)*, КТ807Б, КТ801А, КТ801Б *(V19, V22)*, КТ805А, КТ805Б, КТ803А, КТ808А *(V23, V24)*. Вместо диодов Д104 *(V13, V16, V20, V21)* возможно применение любых маломощных кремниевых диодов с допустимым обратным напряжением не менее 70 В.

Остальные детали следующих типов: конденсаторы *C1, C2, C10, C14* – МБМ, *C13* – КСО, остальные – К50-6 или другие малогабаритные; все постоянные резисторы, кроме *R32, R33, R50–R53*, – МЛТ-0,125 или МЛТ-0,5, подстроечные резисторы *R16, R24, R34, R41* – СПО-0,5 (при возможности вместо них желательно применить проволочные резисторы СП5-16). Резисторы *R32, R33* – МОН-2, *R50–R53* – МОН-0,5. Их можно заменить проволочными резисторами сопротивлением 0,5 Ом, рассчитанными на рассеивание мощности, указанной на схеме.

Транзисторы *V19; V22–V24* установлены каждый на отдельном теплоотводе транзисторов *V19* и *V22*, рассчитаны на рассеиваемую мощность 0,5 Вт, а транзис-

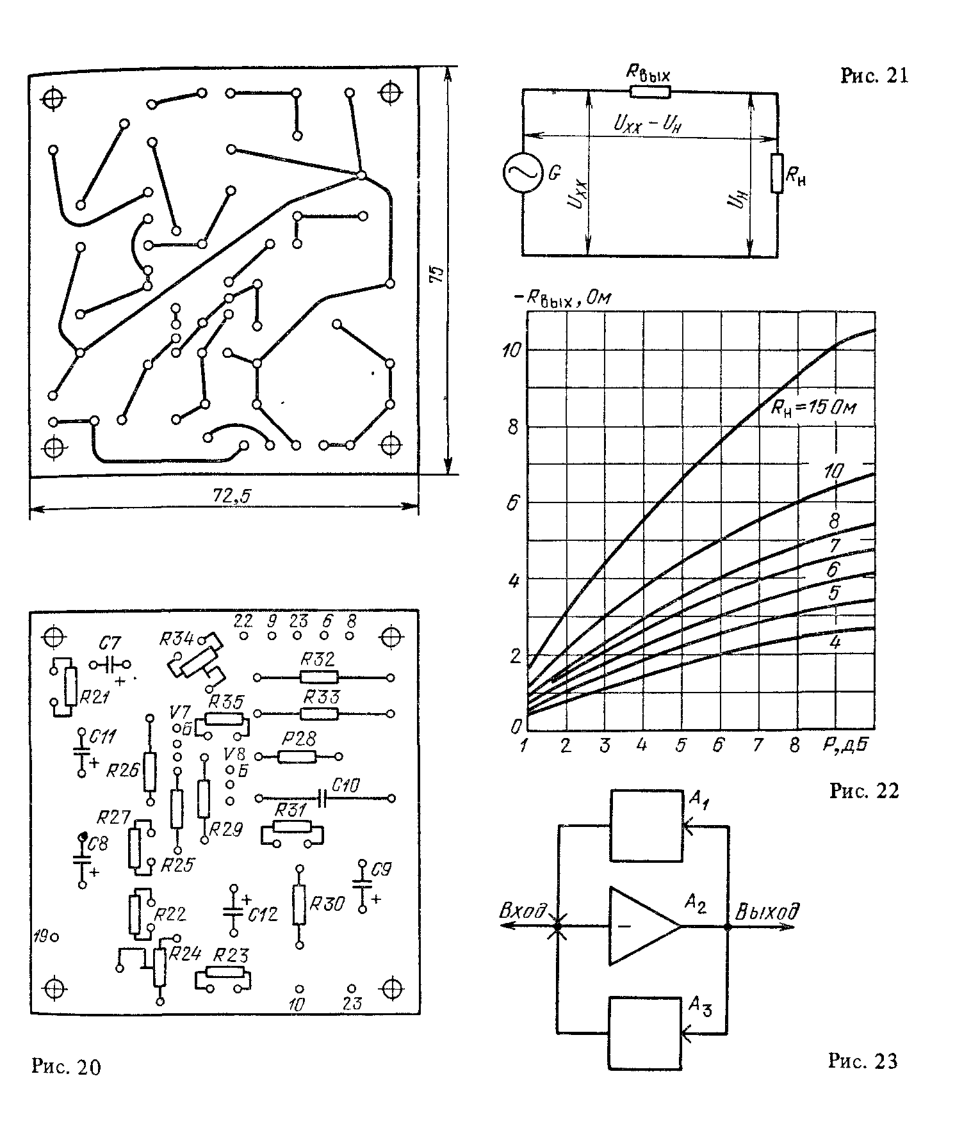


Рис. 20

Рис. 21

Рис. 22

Рис. 23

торов *V23* и *V24* – на мощность 10 Вт. Транзистор *V11* и диод *V10* должны иметь тепловой контакт с теплоотводом транзистора *V23* или *V24*.

Для питания усилителя пригоден любой источник двуполярного напряжения ±30 В при токе нагрузки 1 А.

Налаживание устройства начинают с установки режима работы усилителя. Отключив нагрузку и канал формирования ООСН и ПОСТ выключателем *S1*, изменением сопротивления резистора *R16* добиваются того, чтобы постоянное напряжение на выходе усилителя относительно общего провода стало равным нулю, а затем подстроечным резистором *R41* устанавливают ток покоя транзисторов *V23*, *V24* в пределах 80 . . . 100 мА.

После этого на вход усилителя подают сигнал частотой 50...150 Гц и измеряют коэффициент усиления усилителя K_0. Затем подсоединяют к усилителю нагрузку сопротивлением, равным номинальному, и включают канал формирования ООСН и ПОСТ. Изменяя сопротивление подстроечного резистора *R34*, добиваются того, чтобы коэффициент усиления усилителя стал возможно более близким к измеренному ранее значению.

В последнюю очередь переменным резистором *R24* устанавливают требуемое выходное сопротивление. Делают это при отключенной нагрузке. Подав на вход усилителя сигнал частотой 50...150 Гц, устанавливают движок подстроечного резистора *R24* в такое положение, при котором коэффициент усиления K_0 уменьшится в число раз P, определяемое по формуле: $P = R_н/(R_н - |R_{вых}|)$. При $R_н = 8$ Ом и $|R_{вых}| = 2$ Ом коэффициент усиления необходимо уменьшить примерно в 1,3 раза.

В заключение о том, как рассчитать канал формирования ООСН и ПОСТ для усилителя, отличающегося от описанного.

Напомним, что введение ПОСТ увеличивает выходное напряжение усилителя в число раз, равное ее глубине $P_{ПОСТ}$ при уменьшении сопротивления нагрузки от бесконечности до номинального значения: $P_{ПОСТ} = U_н/U_{хх}$ ($U_н$ и $U_{хх}$ соответственно напряжения на выходе усилителя при $R_н = R_{н.ном}$ и $R_н = \infty$).

Выходное сопротивление усилителя $R_{вых}$ можно определить из эквивалентной схемы (рис. 21), для которой справедливы следующие отношения:

$$(U_{хх} - U_н)/R_{вых} = U_н/R_н, \qquad (1)$$

$$R_{вых} = R_н(1 - P_{ПОСТ})/P_{ПОСТ}, \qquad (2)$$

$$P_{ПОСТ} = R_н/(R_{вых} + R_н). \qquad (3)$$

Из формулы (2) следует, что при $P > 1$ сопротивление $R_{вых}$ отрицательно, а его значение при неизменной нагрузке зависит только от глубины ПОСТ (графически это показано на рис. 22). Иначе говоря, чтобы получить заданное отрицательное выходное сопротивление, достаточно установить вполне определенную глубину ПОСТ Учитывая, что для схемы на рис. 15 глубина ПОСТ при $R_н = R_{н.ном}$ равна глубине ООСН при $R_н = \infty$, можно все расчетные соотношения привести только для цепи ООСН. Ее глубина, как известно, определяется выражением $P_{ООСН} = 1 + \beta K_0$, где K_0 – коэффициент усиления исходного усилителя (без ООСН), а β – коэффициент передачи цепи ООСН. В области низких частот для схемы на рис. 15 справедливо приближенное соотношение:

$$P_{ООСН} \approx \beta K_0 \frac{K_0 K_1 R_2 R_6}{(R_2 + R_3)(R_5 + R_6)},$$

где K_1 – коэффициент усиления усилителя *A1*.

Поскольку глубина ООСН не зависит от сопротивления нагрузки, влияние канала формирования ООСН и ПОСТ на коэффициент усиления усилителя мощности *A2* удобно рассматривать при $R_н = \infty$. В этом случае глубина ПОСТ равна нулю, и схему, изображенную на рис. 15, можно упростить, как показано на рис. 23. Здесь *A1* – устройство, символизирующее цепь основной ООС с коэффициентом передачи β_1, охватывающей усилитель мощности *A2*; *A3* – устройство, символизирующее цепь ООСН с коэффициентом передачи β_2, определяющим величину отрицательного выходного сопротивления усилителя. Коэффициент β_2 рассчитывают по формуле

$$\beta_2 = \beta_1 P_{\text{ООСН}} \frac{\beta_1 K_0 K_1 R_2 R_6}{(R_2 + R_3)(R_5 + R_6)}$$

или, учитывая, что $K_0 = 1/\beta_1$,

$$\beta_2 = \frac{K_1 R_2 R_6}{(R_2 + R_6)(R_5 + R_6)}.$$

Таким образом, если сопротивления резисторов *R2–R4* и *R6* определены, то требуемый коэффициент передачи β_2 получается при выборе коэффициента усиления K_1, равного·

$$K_1 = \frac{\beta_1 P_{\text{ООСН}} (R_2 + R_3)(R_5 + R_6)}{R_2 R_6}, \qquad (4)$$

где $P_{\text{ООСН}}$ – глубина ООСН, равная глубине ПОСТ и соответствующая заданному отрицательному выходному сопротивлению усилителя. Определяют ее по формуле (3) или из графиков, изображенных на рис. 22. При *R2 = R3* и $1/\beta_1 = 2(R_5 + R_6)/R_6$ формула (4) упрощается и принимает вид: $K_1 = P_{\text{ООСН}}$.

Выполняя канал формирования ООСН и ПОСТ по схеме на рис. 16, удобно задаться следующими сопротивлениями резисторов:

$$R_1 = R_{\text{н}} R_3 / R_2; \quad R_2 = (0{,}03 \ldots 0{,}15) R_{\text{н}};$$

$$R3 = 0{,}1 \ldots 1 \text{ кОм};$$

$$R4 = R5 = R6 = 5 \ldots 10 \text{ кОм};$$

$$R_3 (R_{\text{ООС}1} + R_{\text{ООС}2}) / R_{\text{ООС}2} (R_1 + R_3) = 2; \quad R7 = (10 \ldots 20) R_{\text{ООС}2}.$$

Коллекторные токи транзисторов *V1* и *V2* выбирают из соотношений:

$$I_{\text{К}1} \geqslant I_{\text{Б}2} + \sqrt{2}\, U_{\text{вых}} R_3 / (R_1 + R_3) R_4;$$

$$I_{\text{К}2} \geqslant K_1 \sqrt{2}\, U_{\text{вых}} R_3 / (R_1 + R_3) R_{\text{К}\sim},$$

где $K_1 \approx R_{\text{К}\sim} / R_{\text{Э}\sim}$ – коэффициент усиления каскада на транзисторе *V2*, равный глубине ПОСТ (ее находят по формуле (3) или из графиков на рис. 22); $U_{\text{вых}}$ – действующее значение выходного напряжения усилителя, соответствующее максимальной выходной мощности при $R_{\text{н}} = R_{\text{н.ном}}$.

Основные технические характеристики

Номинальный диапазон частот, Гц, при неравномерности АЧХ 0,3 дБ	30 . . . 20 000
Чувствительность, В	0,35
Номинальная выходная мощность, Вт, при нагрузке 8 Ом при коэффициенте гармоник не более 0,3 %	40
Отношение сигнал-шум, дБ, не менее	75
Входное сопротивление, кОм	30
Диапазон регулировки выходного сопротивления, Ом, на частоте 50 Гц	1 . . . –5

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Thiele A. N. Loudspeakers In Vented Boxes, Journal of the Audio Engeneering Society, 1971, v. 19, N 5, 6.
2. Виноградова Э. Л. Конструирование громкоговорителей со сглаженными частотными характеристиками. – М.. Энергия, 1978.
3. Цыкина А. В. Проектирование транзисторных усилителей низкой частоты. – М.: Связь, 1968.

УДК 621 396.62

ПРОСТОЙ УКВ ПРИЕМНИК

В. ПОЛЯКОВ (СССР)

Приемник. Предлагаемый приемник предназначен для прослушивания местных радиопередач, ведущихся с частотной модуляцией в диапазоне УКВ 66 . . . 73 МГц, в соответствии со стандартом, принятым в СССР. Без каких-либо изменений схемы и конструкции приемник можно настроить и на европейский диапазон 88 . . . 108 МГц. В отличие от широко распространенных супергетеродинных приемников этот аппарат выполнен по схеме с прямым преобразованием частоты и является, по сути дела, синхронным приемником. Хотя способ синхронного детектирования сигналов известен давно, практическое применение он получил лишь в последнее время, в связи с появлением достаточно совершенной элементной базы. По некоторым параметрам, таким как чувствительность, селективность, стабильность настройки, синхронные приемники прямого преобразования пока еще уступают супергетеродинным, но проще в изготовлении и налаживании, обеспечивая в то же время высокое качество звуковоспроизведения. Они имеют минимальное число высокочастотных цепей и контуров, допускают широкое использование интегральных микросхем, просты и некритичны в конструктивном отношении. Приемники прямого преобразования непрерывно совершенствуются и настоящая конструкция является лишь очередной попыткой создать простое устройство, пригодное для качественного радиоприема в условиях средней или высокой напряженности поля УКВ станций. Для дальнего приема УКВ приемник не предназначен.

Структурная схема синхронного приемника ЧМ сигналов показана на рис. 1. Приемник содержит усилитель радиочастоты *A1*, смеситель или фазовый детектор *U1*, фильтр нижних частот *Z1*, усилитель постоянного тока и звуковых частот *A2* и гетеродин *G1*, управляемый варикапом *V1*. Все названные элементы, кроме УРЧ, входят в кольцо фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), составляя основу всего приемника. Завершают структурную схему второй фильтр нижних частот *Z2* и оконечный усилитель звуковой частоты *A3*, нагруженный на громкоговоритель *B1*. Усилители РЧ и ЗЧ *A1* и *A3* выполняются по обычным, широко известным схемам и используются по своему прямому назначению. Остановимся подробнее на работе остальных элементов схемы.

Суть действия системы ФАПЧ состоит в синхронизации колебаний местного гетеродина *G1* с колебаниями принимаемого сигнала. При достижении синхронизации наступает режим захвата, в котором частоты сигнала и гетеродина совпадают или находятся в целочисленном кратном отношении, например $f_2 = f_1/2$, как в

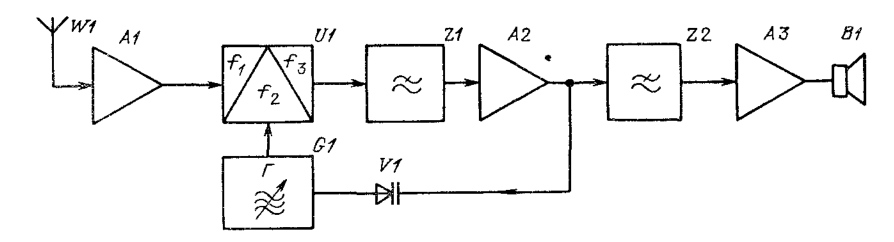


Рис. 1

описываемом приемнике. На смеситель *U1* в режиме захвата поступают сигналы с совпадающими частотами, но несколько различающиеся по фазе. Естественно, что при этом на выходе смесителя частота сигнала f_3 равна нулю, и выделяется лишь некоторое постоянное напряжение, соответствующее разности фаз сигналов на входе. Напомним, что при синфазных сигналах на входах смесителя напряжение на его выходе положительно, при противофазных – отрицательно, а при квадратурных (т. е. имеющих относительный фазовый сдвиг 90°) равно нулю. В режиме захвата колебания сигнала и гетеродина оказываются приблизительно в квадратуре. Когда при модуляции частота входного сигнала изменяется, это соотношение фаз несколько нарушается и на выходе смесителя вырабатывается напряжение ошибки, заставляющее гетеродин приемника отслеживать изменения частоты сигнала. Управляющее напряжение, подаваемое на варикап *V1*, является продектированным звуковым сигналом.

Основными параметрами системы ФАПЧ являются полосы захвата и удержания. Полоса удержания численно равна максимальной расстройке, при которой еще не происходит срыва слежения, и при условии, что частота сигнала (или гетеродина) изменяется достаточно медленно. При быстрых изменениях частоты срыв может произойти и при значительно меньших расстройках. Полоса удержания прямо пропорциональна амплитуде входного сигнала и коэффициенту усиления усилителя постоянного тока *A2*. Полоса захвата численно равна максимальной расстройке, при которой система ФАПЧ самостоятельно входит в синхронизм, т. е. захватывает сигнал. Полоса захвата пропорциональна полосе удержания, но всегда меньше ее, что обусловлено наличием фильтра петли *Z1*. При отсутствии этого фильтра полосы захвата и удержания равны, но селективность и помехоустойчивость системы ФАПЧ минимальны. Понижение частоты среза фильтра петли улучшает эти параметры и одновременно сужает полосу захвата. Полоса воспроизводимых системой звуковых частот примерно соответствует полосе захвата. Для нормального приема ЧМ сигналов радиовещательных станций без срывов слежения полоса захвата должна быть не ниже 15 кГц (наивысшая модулирующая частота), а полоса удержания – не менее 50 кГц (максимальная девиация ЧМ сигнала). На практике необходим определенный запас по полосам захвата и удержания для того, чтобы температурный дрейф частоты гетеродина, импульсные помехи, скачки напряжения питания и прочие нестационарные процессы не приводили к срывам слежения.

Частота среза фильтра нижних частот *Z2*, установленного на выходе системы ФАПЧ, выбирается равной наивысшей частоте воспроизводимого звукового спектра (обычно около 15 кГц). Этот фильтр не пропускает в УЗЧ ультразвуковые компоненты шума и биений с сигналами соседних по частоте станций. В этот же фильтр может входить стандартная *RC*-цепочка коррекции предыскажений модулирующего сигнала со стандартизованной постоянной времени 50 мкс.

При создании приемника прямого преобразования на основе системы ФАПЧ конструктору приходится сталкиваться с рядом специфических проблем. Одна из них – это самовозбуждение системы при достаточно сильных входных сигналах, когда полосы захвата и удержания становятся очень широкими, соизмеримыми с полосой пропускания усилителя *A2.* В этих условиях фазовых сдвиг сигнала управления в петле на высших частотах может превзойти 90° и обратная связь по частотным отклонениям из отрицательной превращается в положительную. Самовозбуждение устраняется при правильном подборе элементов фильтра *Z1* – фазовая характеристика усилителя и фильтра не должна выходить за пределы 0...90°. Такое требование к фазовой характеристике накладывает ограничение и на амплитудно-частотную характеристику усилителя совместно с фильтром – крутизна ее спада в сторону высоких частот не должна превосходить 20 дБ на декаду (десятикратное изменение частоты) или 6 дБ на октаву (двукратное изменение частоты). По этой причине в фильтре *Z1* чаще всего применяются пропорционально-интегрирующие *RC*-цепочки.

Другая проблема – обеспечение устойчивости и стабильности настройки приемника с достаточно высокой чувствительностью. Если в петле ФАПЧ установлен усилитель А2 с высоким коэффициентом усиления, то его температурный дрейф, а также несбалансированное в смесителе выпрямленное напряжение гетеродина вызовут значительный уход частоты гетеродина. Тот же нежелательный эффект дают и наводки гетеродинного напряжения на антенну и входные цепи. Напряжение наводки синхронно детектируется смесителем и создает сигнал ошибки в петле, не имеющий никакого отношения к полезному сигналу слежения и нарушающий нормальный режим захвата в петле ФАПЧ. Так, например, при чувствительности приемника около 100 мкВ напряжение наводок, приведенное к входу, не должно превосходить нескольких десятков микровольт, а температурный дрейф усилителя – нескольких десятков микровольт на градус. Влияние напряжения гетеродина, выпрямленного диодами смесителя, можно уменьшить точной балансировкой последнего. Разумеется, для приемника прямого преобразования пригодны только балансные смесители. В описываемом приемнике установлен смеситель на встречно-параллельных диодах, практически не детектирующий сигнал гетеродина. Более того, для нормальной работы такого смесителя частота гетеродина должна быть вдвое ниже частоты сигнала, что значительно уменьшает влияние наводок на входные цепи.

Рассмотрим теперь принципиальную схему приемника, показанную на рис. 2. Входной сигнал через разъем антенны *X1* поступает во входной полосовой фильтр, образованный контурами *L1C1V1* и *L2C2V2.* Между катушками контуров имеется индуктивная связь. Для согласования сопротивлений антенны (75 Ом) и первичного контура (несколько килоом) антенна подключается к отводу контурной катушки *L1.* Оба контура полосового фильтра перестраиваются по диапазону варикапными матрицами *V1* и *V2.* Добротность контуров достаточно высока и может быть доведена до 100...120 при использовании катушки высокого качества. Предельная добротность контуров определяется добротностью варикапных матриц (не менее 150). Высокодобротные контуры позволяют сузить полосу пропускания входного фильтра и тем самым повысить реальную селективность приемника.

Для повышения чувствительности в приемнике установлен двухкаскадный апериодический УРЧ. Чтобы первый каскад не шунтировал входной контур, в нем применен полевой транзистор *V4,* обладающий высоким входным сопротивлением. Одновременно это повышает и коэффициент передачи входных цепей. Второй каскад УРЧ выполнен на биполярном транзисторе *V5.* Высокая граничная частота этого транзистора позволяет получить значительное усиление каскада. Связь между каскадами по постоянному току непосредственная, что упрощает схему. В усилителе

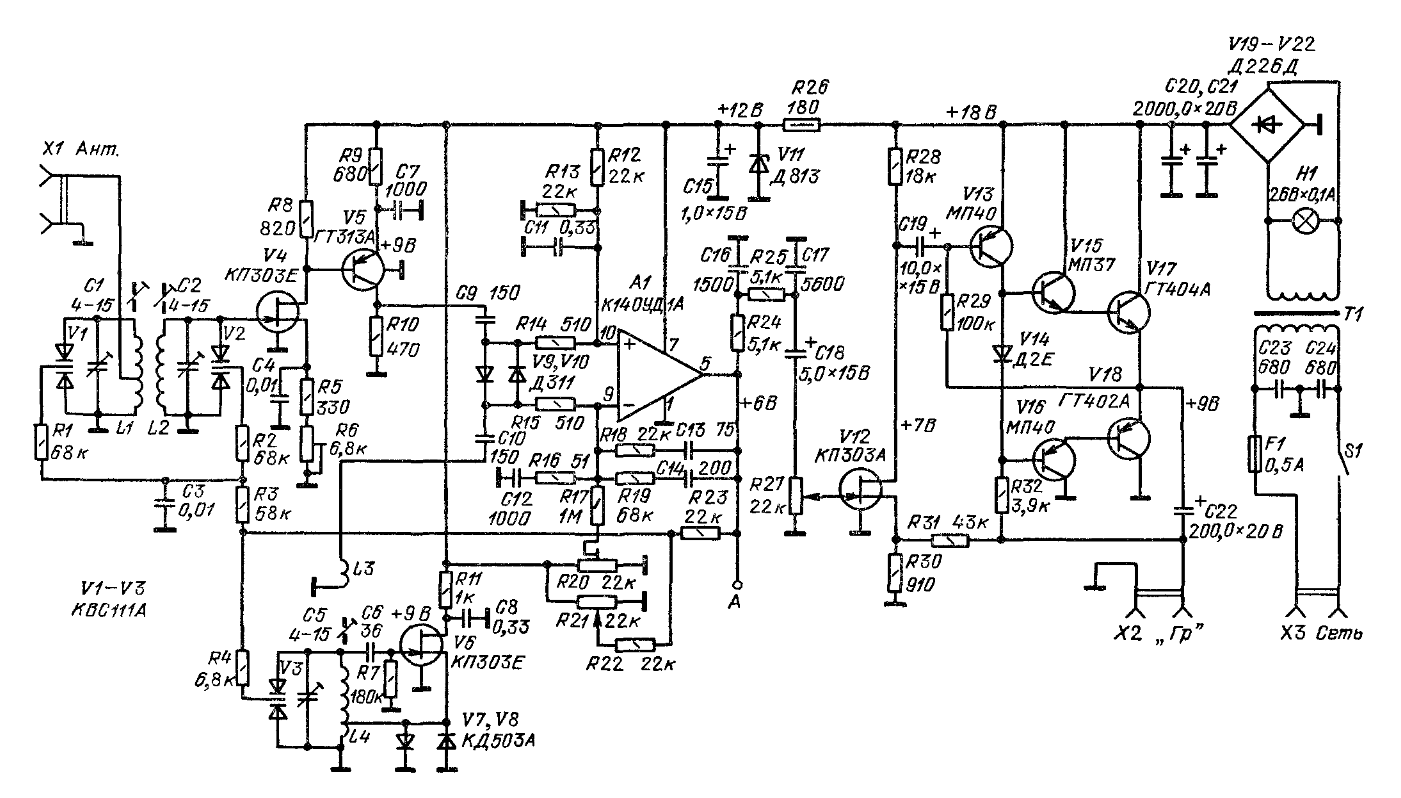

X1 Ант.
C1 4–15
C2 4–15
V1
V2
L1
L2
R1 68к
C3 0,01
V4 КП303Е
R8 820
R9 680
C7 1000
V5 ГТ313А
+9В
R10 470
C4 0,01
R5 330
R6 6,8к
R2 68к
R3 58к
V1–V3 КВС111А
R4 6,8к
L3
C5 4–15
C6 36
+9 В
V3
R7 180к
L4
R11 1к
C8 0,33
V6 КП303Е
V7, V8 КД503А
C9 150
R13 22к
C11 0,33
R12 22к
R14 510
V9, V10 Д311
R15 510
C10 150
A1 К140УД1А
10
9
7
5
1
R18 22к
C13 75
R16 51
C14 200
C12 1000
R17 1М
R19 68к
R23 22к
R20 22к
R21 22к
R22 22к
+6В
A
+12 В
R26 180
C15 1,0×15В
V11 Д813
C16 1500
R25 5,1к
C17 5600
R24 5,1к
C18 5,0×15В
R27 22к
V12 КП303А
+7В
R28 18к
C19 10,0××15 В
R29 100к
V13 МП40
V14 Д2Е
V15 МП37
V16 МП40
R32 3,9к
R31 43к
R30 910
+18 В
V17 ГТ404А
V18 ГТ402А
+9В
C22 200,0×20 В
X2 „Гр"
C20, C21 2000,0×20В
V19–V22 Д226Д
H1 26В×0,1А
T1
C23 680
C24 680
F1 0,5А
S1
X3 Сеть

Рис. 2

предусмотрен регулятор усиления – подстроечный резистор *R6*, дающий возможность уменьшить чувствительность приемника при установке его в месте с высокой напряженностью поля УКВ станций. Это позволяет подобрать оптимальную полосу удержания. При увеличении сопротивления резистора *R6* увеличивается смещение на затворе транзистора *V4*, что приводит к его закрыванию. Уменьшение тока стока, в свою очередь, уменьшает падение напряжения на резисторе нагрузки *R8* и смещение на базе транзистора *V5*, отчего последний также закрывается. Усиление УРЧ при малых токах стока и коллектора транзисторов резко падает.

Усиленное напряжение сигнала снимается с резистора нагрузки второго каскада УРЧ *R10* и поступает на смеситель, выполненный на встречно-параллельных германиевых диодах *V9, V10*. Германиевые диоды были выбраны потому, что они требуют меньшего напряжения гетеродина по сравнению с кремниевыми, что уменьшает влияние продетектированного напряжения гетеродина на балансировку усилителя постоянного тока при неидентичных диодах. На другой вход смесителя через конденсатор *C10* подается напряжение гетеродина, снимаемое с катушки связи *L3*. Диоды смесителя в данной схеме соединены по постоянному току только со входами операционного усилителя *A1*, служащего усилителем постоянного тока и звуковых частот. Такое решение заметно уменьшает разбалансировку усилителя при перестройке гетеродина по диапазону или при изменениях его высокочастотного напряжения, подаваемого на смеситель. Кроме того, из-за отсутствия на входе смесителя контура, настроенного на частоту сигнала, уменьшается влияние второй гармоники гетеродина на точность балансировки.

Принцип работы смесителя на встречно-параллельных диодах состоит в следующем. Напряжение гетеродина на диодах подбирается таким (около 0,2 В), чтобы диоды отпирались лишь на пиках положительной (один диод) и отрицательной (другой диод) полуволн этого напряжения. При переходе гетеродинного напряжения через нуль оба диода закрыты. Таким образом, цепь встречно-параллельных диодов замыкается дважды за период гетеродинного напряжения, обеспечивая преобразование частоты как бы на второй гармонике гетеродина. Однако в действительности токов с частотой второй гармоники гетеродина, равной частоте сигнала, в смесителе не возникает. Встречно-параллельные диоды имеют симметричную ВАХ, близкую по форме к кубической параболе. Поэтому они не детектируют ни напряжение сигнала, ни напряжение гетеродина, что крайне важно для повышения чувствительности и помехоустойчивости приемника прямого преобразования.

Гетеродин приемника выполнен на полевом транзисторе *V6* по схеме индуктивной трехточки. Исток транзистора присоединен к отводу катушки контура гетеродина *L4*, образуя, таким образом, цепь обратной связи. Сам же контур включен в цепь затвора транзистора. Гетеродин перестраивается в диапазоне частот 32,9 . . . 36,5 МГц при изменении напряжения смещения варикапной матрицы *V3*. Это соответствует перестройке приемника в диапазоне частот сигнала 65,8. . .73 МГц. Для стабилизации амплитуды колебаний гетеродина служат кремниевые диоды *V7, V8*, подключенные встречно-параллельно к отводу контурной катушки гетеродина *L4*. Они симметрично ограничивают сигнал на уровне около 0,5 В. Хотя для стабилизации амплитуды достаточно одного диода, но из-за его несимметричной характеристики повышается содержание второй гармоники в выходном сигнале гетеродина, что ухудшает работу смесителя. Встречно-параллельные ограничивающие диоды второй гармоники не генерируют, а третья и другие нечетные гармоники на работу смесителя влияют слабо.

Напряжение постоянного тока и звуковых частот, выделяемое на диодах смесителя, усиливается операционным усилителем *A1* типа К140УД1А. Резисторный

делитель *R12R13* служит для установки режима усилителя по постоянному току. Дополнительно положение рабочей точки регулируется подстроечным резистором *R20*, в небольших пределах изменяющим напряжение на инвертирующем входе. Пределы регулировки зависят от сопротивления резистора *R17*. Поскольку в приемнике применено однополярное питание, точной установке „нуля" операционного усилителя соответствует напряжение на его выходе, равное половине напряжения питания (+6 В).

Фильтр петли ФАПЧ в данной конструкции объединен с цепями коррекции операционного усилителя. Высокочастотная цепочка *R16C12* включена параллельно инвертирующему входу (неинвертирующий вход по переменному току заземлен конденсатором большой емкости *C11*). Эта цепочка создает завал частот от примерно 100 кГц до 3 МГц с крутизной 6 дБ на октаву, ослабляя сигналы биений от соседних по частоте станций и тем самым повышая селективность приемника. Более высокие частоты биений уже не пропускаются самим усилителем. Основные низкочастотные элементы коррекции *R18C13* и *R19C14* включены в цепь обратной связи усилителя, создавая спад в сторону высоких частот с крутизной несколько менее 6 дБ на октаву. Фазовый сдвиг усиливаемого сигнала при этом оказывается менее 90°, что и обеспечивает устойчивую работу системы ФАПЧ в достаточно большом диапазоне входных сигналов. В то же время коэффициент усиления для сигналов постоянного тока и низких звуковых частот оказывается больше, чем для высоких. Вследствие этого полоса удержания получается больше полосы захвата, обеспечивая стабильность режима захвата после настройки на станцию. Глубокая обратная связь по частоте способствует уменьшению нелинейных искажений при демодуляции ЧМ сигнала.

Усиленное напряжение постоянного тока и звуковых частот с выхода усилителя *A1* подается через резистор *R23* на варикапные матрицы *V1–V3*, регулируя частоту настройки гетеродинного и входных контуров. Для перестройки приемника по диапазону на те же матрицы через резистор *R22* поступает изменяемое вручную постоянное напряжение с потенциометра настройки *R21*. Контуры УРЧ ввиду их достаточно широкой (несколько сотен килогерц) полосы пропускания требуется только перестраивать по диапазону, а отслеживать частотную модуляцию сигнала они не должны. Поэтому управляющее напряжение на варикапные матрицы входных контуров подается через развязывающую цепь *R3C3*, отфильтровывающую звуковые частоты. На выходе системы ФАПЧ установлены цепочки фильтрации ультразвуковых частот *R24C16* и коррекции предыскажений *R25C17*. Продетектированный и отфильтрованный звуковой сигнал через регулятор громкости *R27* подается на УЗЧ приемника.

Входной каскад УЗЧ собран на полевом транзисторе *V12*. Благодаря высокому входному сопротивлению он не шунтирует выход операционного усилителя и регулятор громкости. Предоконечный каскад выполнен на биполярном транзисторе *V13*, а выходной собран по схеме составного двухтактного эмиттерного повторителя на транзисторах разного типа проводимости *V15–V18*. Усилитель звуковой частоты нагружен на громкоговоритель или акустическую систему с сопротивлением постоянному току 4...8 Ом и номинальной мощностью 4 Вт. Для уменьшения нелинейных искажений в предоконечном каскаде применена „вольтодобавка" – резистор нагрузки *R32* присоединен не к общему проводу, а к выходу усилителя. Той же цели служит и резистор *R31* отрицательной обратной связи, охватывающей весь усилитель. Диод *V14*, открытый коллекторным током транзистора *V13* предоконечного каскада, создает на базах транзисторов выходного каскада небольшое начальное смещение и стабилизирует режим этих транзисторов при изменениях окружающей температуры.

Приемник питается от простейшего сетевого выпрямителя, собраниого по мостовой схеме на диодах *V19–V22*. Напряжение питания радиочастотной части приемника и операционного усилителя стабилизировано цепочкой *R26V11*. Конденсаторы *C23* и *C24*, шунтирующие первичную обмотку трансформатора питания, способствуют ослаблению импульсных помех, распространяющихся по сетевым проводам

Почти все детали приемника кроме органов управления и выпрямителя расположены на печатной плате размерами 165Х75 мм. Размещение деталей иа плате (вид со стороны фольги) показано на рис 3. Печатная плата выполнена из одностороннего фольгированного стеклотекстолита Проводящие „дорожки" и „островки", на которых выполнен монтаж, окружены большими по площади участками „заземленной" фольги Изолирующие канавки можно протравить, прорезать резаком или програвировать. Такое решение хотя и несколько увеличивает емкость монтажа, но позволяет в значительной степени избавиться от паразитных связей между различными цепями схемы Кроме того, монтаж получается прочнее, а при травлении экономятся химикалии.

Катушки приемника намотаны на каркасах диаметром 5,5 мм виток к витку проводом ПЭЛШО 0,25 Каркасы можно подобрать готовые или выточить из любого высокочастотного изолирующего материала, например из органического стекла. В каркасы завинчиваются магнетитовые подстроечники диаметром 4 и длиной 6...7 мм. Можно использовать подстроечники от броневых магнитопроводов СБ-12а. Катушки *L1* и *L2* содержат по 6 витков, отвод катушки *L1* сделан от второго витка. Расстояние между осями каркасов катушек *L1* и *L2* составляет 10 мм. Катушка гетеродина *L4* содержит 12 витков с отводом от третьего витка. Катушка связи *L3* имеет 2 витка, намотанных вплотную к „заземленному" выводу контурной катушки *L4*. Для катушек приемника можно использовать и другие каркасы, например диаметром 7,5 мм от контуров телевизионных приемников с магнетитовыми подстроечниками СЦР-1. В этом случае рекомендуется несколько увеличить диаметр провода и длину намотки, чтобы сохранить прежнюю индуктивность. Полезно заэкранировать катушки, используя экраны упомянутых контуров, а для создання связи между входными контурами включить конденсатор емкостью 0,2...0,4 пФ. В контурах приемника установлены подстроечные конденсаторы *C1*, *C2* и *C5* типа КПК-М. Конденсаторы *C6*, *C9*, *C10*, *C12–C14* желательно выбрать керамические, конденсаторы *C3*, *C4*, *C7*, *C8*, *C11*, *C16*, *C17* типа КЛС или КЛГ, к остальным конденсаторам и резисторам особых требований не предъявляется В приемнике можно применить транзисторы, диоды и микросхему указанных типов с любыми буквениыми индексами. Вместо варикапных матриц КВС111 (А или Б) можно включить пары варикапов с номинальной емкостью, равной удвоенной емкости варикапной матрицы. Схема включения варикапов остается такой же, как и в матрице. Диоды смесителя *V9* и *V10* желательно подобрать как можно точнее с помощью омметра по одинаковому прямому сопротивлению. Подбирать диоды можно и на готовом приемнике, руководствуясь следующим с правильно подобранными диодами выходное напряжение усилителя *A1* изменяется незначительно при перестройке по диапазону, изменениях амплитуды или срыве колебаний гетеродина. Ограничительные диоды *V7* и *V8* можно взять любые высокочастотные кремниевые, с номинальной емкостью не более нескольких пикофарад. Трансформатор питания можно подобрать готовый, любого типа, рассчитанный на мощность не менее 15...20 Вт Эффективное напряженне на вторичной обмотке должно составлять 12...15 В При самостоятельном изготовлении трансформатор наматывается на сердечнике Ш20Х25 Первичная обмотка содержит 2200 витков провода ПЭЛ или ПЭВ диаметром 0,15 мм Вторичная обмотка – 140 витков провода той же марки, диаметром 0,47 мм

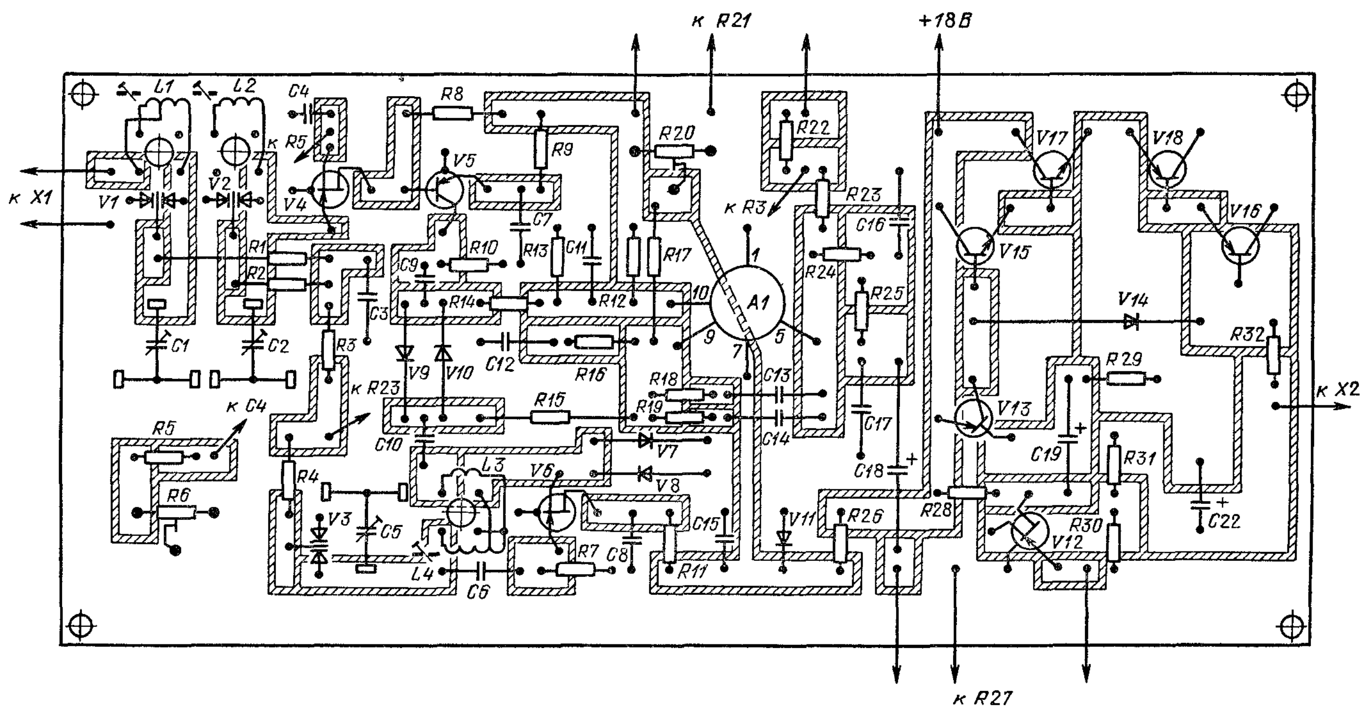

к R21
+18В
к X1
к X2
к R27
к R5
к R3
к R23
к C4
L1
L2
L3
L4
C1
C2
C3
C4
C5
C6
C7
C8
C9
C10
C11
C12
C13
C14
C15
C16
C17
C18
C19
C22
R1
R2
R3
R4
R5
R6
R7
R8
R9
R10
R11
R12
R13
R14
R15
R16
R17
R18
R19
R20
R22
R23
R24
R25
R26
R28
R29
R30
R31
R32
V1
V2
V3
V4
V5
V6
V7
V8
V9
V10
V11
V12
V13
V14
V15
V16
V17
V18
A1
1
5
7
9
10

Рис. 3

Конструкция шасси приемника показана на рис. 4. Габариты шасси (ориенти-ювочно 280Х140Х70 мм) полностью определяются размерами печатной платы, транс-юрматора и конденсаторов фильтра выпрямителя. Основу шасси образуют передняя задняя панели, изготовленные из листового дюралюминия толщиной 1,5...2 мм. Ианели скреплены четырьмя дюралюминиевыми стойками квадратного или круг-ого сечения, расположенными по углам панелей. Крепежные винты завинчиваются торец стоек. На передней панели размещены потенциометры настройки *R21*, регу-іятора громкости *R27*, выключатель сети *S1* и сигнальная лампа *H1*. На задней па-іели расположены сетевой разъем *X3*, разъемы подключения громкоговорителя *(2* и антенны *X1*. На ней же закреплены трансформатор питания *T1* и конденсаторы фильтра выпрямителя *C20* и *C21*. Печатная плата закрепляется на шасси любым способом, например с помощью дюралюминиевых уголков. Расположение печатной платы и других крупногабаритных деталей видно из рисунка. Изготовленная кон-:трукция либо вставляется в коробчатый корпус, либо (что проще) облицовывается зерхней, нижней и боковыми панелями. Верхнюю и нижнюю панели для улучшения экранировки приемника лучше изготовить из дюралюминия, а для боковых панелей можно взять декоративный пластик. Описанная конструкция шасси удобна тем, іто при налаживании и ремонте обеспечен свободный доступ к любым деталям при-эмника. На оси потенциометра настройки *R21* закрепляется ручка большого диамет-эа с круглой шкалой.

Налаживание приемника начинают с проверки режимов транзисторов и микро-схемы. Напряжение на эмиттерах транзисторов выходного каскада УЗЧ *V17* и *V18* должно составлять ровно половину напряжения питания. Его можно установить, подбирая сопротивление резистора *R29*. Полезно измерить ток покоя выходного каскада, включив миллиамперметр в цепь коллектора транзистора *V17*. Оптимальное значение тока лежит в пределах 10...20 мА. При меньшем токе покоя возможны искажения типа „ступенька", больший ток приводит к нагреву выходных транзисторов. Ток покоя можно отрегулировать, подбирая тип диода *V14*. Диоды серий Д2, Д9, Д18, Д20 с различными буквенными индексами имеют и различное прямое

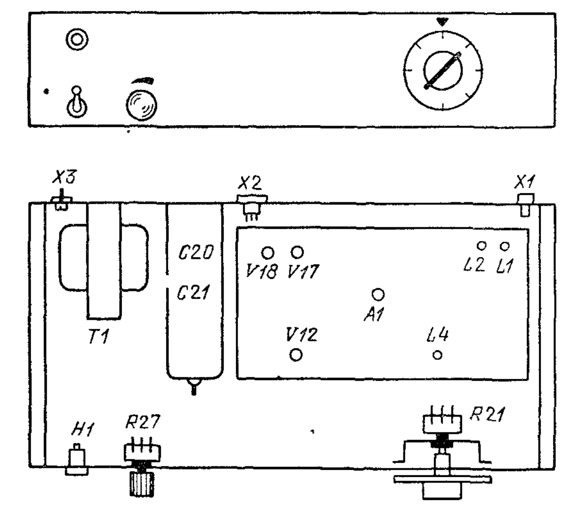


Рис. 4

сопротивление. Чем оно больше, тем больше ток покоя выходных транзисторов. Напряжение на стоке полевого транзистора *V12* некритично, оно может лежать в пределах 4. . 9 В. При больших отклонениях следует подобрать сопротивление резистора *R30*. Коэффициент усиления УЗЧ можно подобрать, изменяя сопротивление резистора обратной связи *R31*. Проверив прохождение звукового сигнала от цепи затвора транзистора *V12* до выхода, приступают к налаживанию собственно приемника.

Для хорошей стабилизации напряжения питания ток через резистор *R26* должен составлять не менее 30...35 мА. Если ток значительно отличается от указанного значения, подбирают сопротивление этого резистора. Отключив гетеродин (отпаяв развязывающий резистор *R11*), устанавливают с помощью резистора *R20* напряжение +6 В на выходе операционного усилителя, контролируя его в точке, обозначенной буквой „А" на принципиальной схеме. К этой же точке подсоединяют осциллограф для контроля отсутствия самовозбуждения усилителя, а в дальнейшем и всей системы ФАПЧ. После вывода усилителя на линейный участок амплитудной характеристики его усиление становится максимальным и в громкоговорителе прослушивается слабый шум. Далее проверяют режим УРЧ. При минимальном сопротивлении резистора регулировки усиления *R6* напряжение на эмиттере транзистора *V5* должно быть 8...10 В. Его можно подобрать, изменяя сопротивление резистора *R5*. Увеличение сопротивления подстроечного резистора *R6* вызывает закрывание транзистора и повышение напряжения на эмиттере до 12 В. Наличие колебаний в контуре гетеродина проверяют, восстановив цепь питания и измеряя напряжение на стоке транзистора *V6*. Если сорвать колебания, прикоснувшись к верхнему по схеме выводу контурной катушки гетеродина *L4* или замкнув накоротко ее выводы, напряжение на стоке несколько уменьшается. При работе гетеродина несколько разбалансируется и „нуль" операционного усилителя. Исходное напряжение в точке *А* (+6 В) восстанавливают регулировкой резистора *R20*. Эту регулировку придется повторить и еще несколько раз в процессе дальнейшей настройки приемника.

Теперь можно попытаться принять радиостанции УКВ диапазона. Поскольку входные контуры еще не настроены, антенну следует подсоединить через конденсатор емкостью 10...30 пФ непосредственно к затвору транзистора *V4*. Диапазон настройки приемника устанавливается подстроечником катушки *L4* и подстроечным конденсатором *C5* при прослушивании всех станций УКВ диапазона, работающих в данной местности. Для сопряжения контуров приемника следует временно отпаять резистор *R23*. Диапазон настройки приемника потенциометром *R21* при этом расширится примерно вдвое, что кстати сказать, облегчает поиск станций. Однако вместо неискаженной программы будут прослушиваться лишь частоты биений сигналов станций и гетеродина приемника, поскольку петля ФАПЧ окажется разорванной. В режиме биений очень удобно добиваться максимальной чувствительности приемника – просто по максимальной громкости биений. Подбирая расстояние между витками катушек *L3* и *L4*, полезно установить оптимальную связь гетеродина со смесителем. Это делается по максимальной громкости биений. Напряжение гетеродина на выводах катушки *L3* при оптимальной связи должно составить 0,15...0,2 В.

Присоединив антенну сначала к верхнему по схеме выводу катушки *L1*, а затем и к антенному разъему, настраивают входные контуры по максимальной громкости биений. На низкочастотном краю диапазона контура этого добиваются подстроечниками катушек *L1* и *L2*, а на высокочастотном – подстроечными конденсаторами *C1* и *C2*. Повторив эту операцию несколько раз, добиваются точного сопряжения контуров. Полезно подобрать также положение отвода катушки *L1* применительно к той антенне, с которой будет работать приемник. Сопряжение контуров

после подбора оптимальной связи с антенной необходимо повторить. После этого устанавливают на место резистор *R23* и оценивают качество демодуляции ЧМ сигналов. Цепи коррекции операционного усилителя *R16C12, R18C13* и *R19C14* подбора обычно не требуют. При правильно установленных номиналах самовозбуждение петли ФАПЧ (контролируется осциллографом, подключенным к контрольной точке *A*) отсутствует при любых возможных уровнях входного сигнала. Не должно также наблюдаться кратковременных срывов слежения на пиках модуляции, особенно при передаче программ, богатых высокочастотными звуками. Такие срывы прослушиваются как хрипы и сильные искажения шипящих и звенящих звуков. Кратковременные срывы слежения устраняются подбором элементов корректирующих цепочек *R18C13* и *R19C14*, главным образом уменьшением емкости их конденсаторов. Полоса захвата системы ФАПЧ должна быть в 2–3 раза уже полосы удержания. Это дает возможность при поиске станций оставлять ручку настройки в том положении, в котором станция была услышана, т. е. „захвачена" системой ФАПЧ.

Для более точной настройки на частоты станций в приемник можно ввести индикатор – стрелочный прибор с током полного отклонения 50...100 мкА, подключенный как вольтметр к точке *A*. Добавочное сопротивление подбирается таким, чтобы стрелка находилась в середине шкалы при напряжении 6 В на выходе усилителя. В режиме захвата при расстройке приемника относительно частоты станции стрелка будет отклоняться в ту или другую сторону (в зависимости от знака расстройки) до тех пор, пока не произойдет срыв слежения. Точной настройке соответствует положение стрелки в середине шкалы. По индикатору можно оценить и силу сигнала станции. Она пропорциональна отклонению стрелки от середины шкалы на краях полосы удержания. После установки приемника на его постоянное место и подключения антенны, с которой он будет работать, устанавливают усиление УРЧ подстроечным резистором *R6* таким, чтобы полоса удержания большинства прослушиваемых станций находилась в пределах 1...2 МГц. Такая полоса удержания соответствует изменениям напряжения на выходе операционного усилителя на ±1...2 В. Заметим, что у правильно налаженного приемника в отсутствие сигналов станций уход этого напряжения при перестройке по диапазону не должен превосходить 0,5 В.

Приемник можно оснастить и электронной шкалой – аналогичным вольтметром, присоединенным к движку резистора настройки *R21*. Шкалу этого прибора градуируют непосредственно в мегагерцах, с помощью сигнал-генератора или по известным частотам принимаемых станций. В изготовленный приемник можно внести и еще ряд усовершенствований. На входе УЗЧ полезно включить регулятор тембра, выполненный по любой известной схеме. Недостаточное после введения регулятора тембра усиление УЗЧ можно повысить, увеличивая сопротивление резистора обратной связи *R31* или введя еще один каскад усиления. Выходную мощность УЗЧ можно повысить, заменив выходные транзисторы *V17* и *V18* более мощными. В случае прослушивания фона, возникающего из-за недостаточной фильтрации питающего напряжения, между конденсаторами фильтра выпрямителя *C20* и *C21* полезно включить резистор с сопротивлением 5...20 Ом.

В заключение необходимо сказать несколько слов об антеннах для данного приемника. В условиях города при большой напряженности поля УКВ станций приемник работает с любой комнатной антенной, или просто с отрезком провода. Длину отрезка рекомендуется взять близкой к четверти длины волны, т. е. около 1 м. Тогда сопротивление антенны будет активным, 40...60 Ом. Именно на такое сопротивление и рассчитан вход приемника. При использовании комнатных антенн,

или наружных антенн, установленных в окружении высоких зданий или других предметов, возможна интерференция прямых и отраженных сигналов, одновременно приходящих к антенне. При неблагоприятных условиях интерференция заметно ухудшает качество приема (это верно и для обычных супергетеродинных приемников). Способ борьбы с интерференцией только один – изменить расположение антенны. В приемнике прямого преобразования из-за интерференции могут происходить срывы слежения, например при перемещении людей вблизи комнатной антенны. В условиях невысокой напряженности поля УКВ станций хорошие результаты дает наружная дипольная антенна с фидером из коаксиального кабеля, а еще лучше – дипольная антенна с рефлектором. Для УКВ приема пригодны все типы однодиапазонных приемных телевизионных антенн, размеры которых изменены в соответствии с длинами волн радиовещательного УКВ диапазона 4,1...4,55 мм. Можно пользоваться и коллективными телевизионными антеннами. В любом случае пригодность антенны можно оценить по полосе удержания приемника: при максимальном усилении УРЧ она должна быть не менее 0,5 МГц для получения качественного и стабильного приема.

Стереодекодер. Простой УКВ приемник можно дополнить стереодекодером, тогда он позволит прослушивать и стереопередачи. Предлагаемый стереодекодер рассчитан на советскую систему стереовещания с полярной модуляцией. В этой системе сигналы двух звуковых каналов A и B складываются и вычитаются, образуя суммарный $A + B$ и разностный $A - B$ сигналы. Суммарный сигнал подается на частотный модулятор радиовещательного передатчика непосредственно, а для передачи разностного используется поднесущая с частотой 31,25 кГц. Это обеспечивает совместимость с существующим парком монофонических УКВ приемников. Разностный сигнал $A - B$ модулирует поднесущую по амплитуде. Затем АМ сигнал поднесущей добавляется к низкочастотному суммарному сигналу $A + B$. Полученный стереосигнал называется полярно-модулированным. Его верхняя огибающая (по положительным полупериодам поднесущей) соответствует сигналу левого канала A, а нижняя огибающая (по отрицательным полупериодам) – сигналу правого канала B. Достоинство полярно-модулированного сигнала состоит в том, что для его демодуляции пригоден простейший двуполярный детектор.

Использование полярно-модулированного сигнала для частотной модуляции сигнала радиовещательного передатчика невыгодно, так как бо́льшая часть разрешенной максимальной девиации частоты будет использована на бесполезную модуляцию поднесущей. Поэтому поднесущую при передаче искусственно уменьшают в 5 раз по амплитуде (на 14 дБ) с помощью режекторного контура, имеющего добротность 100±5. А поскольку полоса пропускания такого контура достигает 312,5 Гц, одновременно ослабляются и нижние частоты боковых полос сигнала $A - B$. Остаточная девиация частоты передатчика поднесущей составляет ±10 кГц, а максимальная девиация частоты полезными компонентами сигнала ±40 кГц, что достаточно близко к максимально допустимой девиации ±50 кГц. Сформированный описанным способом модулирующий сигнал называют комплексным стереофоническим сигналом (КСС).

При приеме стереофонической передачи на выходе УКВ приемника выделяется КСС. Если к выходу приемника подключен обычный УЗЧ, то воспроизводится обычный монофонический сигнал $A + B$. Для стереофонического приема нужен стереодекодер. Он должен обеспечить подъем поднесущей на 14 дБ, или, говоря другими словами, восстановить поднесущую, и затем продетектировать полученный полярно-модулированный сигнал. Именно эти функции и выполняет описываемый стереодекодер.

Принципиальная схема стереодекодера показана на рис. 5. Комплексный стереосигнал с выхода приемника через фильтруюущую цепочку *R1C1* подается на инвертирующий вход операционного усилителя *А1*. Частота среза цепочки выбрана около 60 кГц – это наивысшая частота, содержащаяся в комплексном стереосигнале. Усилитель *А1* нужен для подъема уровня сигнала, поступающего с выхода приемника (50...100 мВ) до уровня, необходимого для работы полярного детектора (1...1,5 В). Усилитель охвачен отрицательной обратной связью, напряжение которой через резисторы *R8* и *R9* поступает на тот же инвертирующий вход усилителя. Общее усиление определяется отношением суммарного сопротивления этих резисторов к сопротивлению резистора *R2*. Усиление регулируется подстроечным резистором *R8*. В цепь обратной связи включен также Т-образный мостовой режекторный фильтр, образованный колебательным контуром *L1C4C5* в продольной ветви и резисторами *R6* и *R7* в поперечной ветви. Контур настроен на частоту подавленной поднесущей 31,25 кГц. Режекторный фильтр ослабляет действие отрицательной обратной связи на этой частоте, что и приводит к соответствующему возрастанию усиления и подъему поднесущей. Если сопротивление резисторов фильтра *R6* + *R7* равно 1/4 резонансного сопротивления контура, коэффициент передачи фильтра равен нулю, а усиление на резонансной частоте равно коэффициенту усиления усилителя *А1* без обратной связи. Подъем поднесущей в этом случае получается чрезмерно большим. Увеличивая сопротивление резистора *R6*, можно установить требуемую величину подъема поднесущей 14 дБ. Расчет показал, что АЧХ усилителя с данной цепью отрицательной обратной связи совпадает с требуемой характеристикой цепи восстановления поднесущей частоты при следующих условиях: добротность контура *L1C4C5* Q = 33,3; резонансное сопротивление контура равно 2,67 суммарного сопротивления резисторов *R6* и *R7*. Требуемая добротность контура легко реализуется при намотке катушки *L1* обычным одножильным проводом на малогабаритном унифицированном каркасе с ферритовым подстроечным сердечником. Это выгодно отличает описываемый стереодекодер от других известных стереодекодеров, где требуемая добротность контура цепи восстановления поднесущей равна 100.

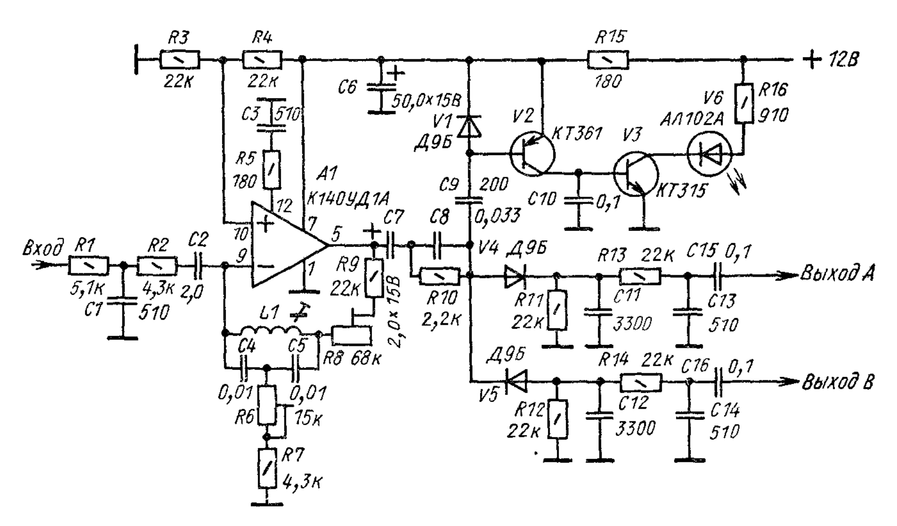


Рис. 5

Режим усилителя *A1* по постоянному току задается делителем напряжения на резисторах *R3* и *R4*, к которому подключен неинвертирующий вход усилителя. По постоянному току усилитель охвачен 100 %-ной отрицательной обратной связью, что гарантирует стабильность его режима. Корректирующая цепочка *R5C3* предотвращает самовозбуждение усилителя при охвате его отрицательной обратной связью.

Полярно-модулированный сигнал с восстановленной поднесущей снимается с выхода усилителя *A1* и детектируется полярным детектором, собранным на диодах *V4* и *V5*. Цепи *R13C13* в канале *A* и *R14C14* в канале *B* фильтруют продетектированный сигнал, а *R11C11* и *R12C12*, кроме того, компенсируют предыскажения. Между выходом усилителя и полярным детектором включена цепочка *R10C8*, постоянная времени которой равна постоянной времени цепей *R11C11* и *R12C12*. По этой причине суммарный сигнал *A + B*, поступающий с выхода усилителя, ослабляется в пропорции *R11/R10 + R11* или *R12/R10 + R12*, в то время как модулированные разностным сигналом *A – B* колебания с поднесущей частотой 31,25 кГц проходят через конденсатор *C8* практически без ослабления. Подбирая параметры цепи *R10C8*, например, увеличивая сопротивление резистора *R10* и во столько же раз уменьшая емкость конденсатора *C8*, можно полностью скомпенсировать сигнал *A* в канале *B*, и наоборот. Таким образом, цепочка *R10C8* действует подобно компенсатору переходных помех, увеличивая разделение стереоканалов.

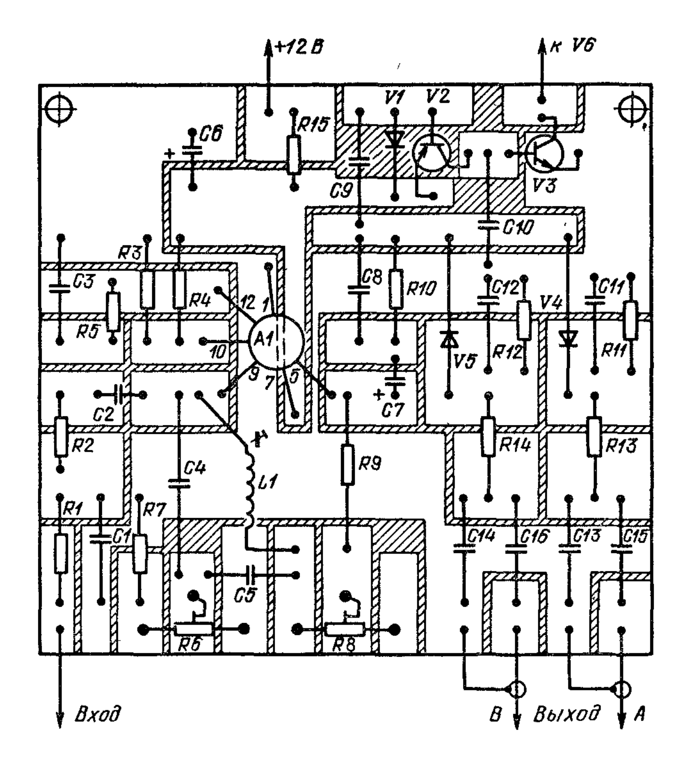


Рис. 6

Напряжение поднесущей частоты через конденсатор *C9* подается на диод *V1* и детектируется им. Продетектированное напряжение открывает транзисторы *V2* и *V3*, светодиод *V6* начинает светиться и индицирует наличие стереопередачи.

Стереодекодер смонтирован на печатной плате размерами 55×60 мм (рис. 6). Конденсаторы *C4* и *C5* желательно подобрать с малым ТКЕ и допуском не более ±20 %, остальные детали могут быть любых типов. Катушка *L1* намотана на унифицированном каркасе от контуров ДВ, СВ или ПЧ радиовещательного приемника. Каркас оснащен подстроечником М600НН-3-СС2,8×10. Обмотка катушки содержит 660 витков провода ПЭЛ 0,07. Печатная плата УКВ приемника, в который устанавливается стереодекодер, также подвергается переделкам. Это связано с необходимостью введения еще одного канала УЗЧ. Целесообразно смонтировать оба канала УЗЧ на отдельной печатной плате, а на плате приемника оставить лишь детали, относящиеся к высокочастотной части и системе ФАПЧ. Печатная плата приемника (см. рис. 3) составлена так, что УЗЧ и остальная часть приемника легко разделяются. На переднюю панель приемника выводится дополнительная кнопка переключателя „Моно–Стерео". Для этого можно использовать кнопочный переключатель П2К. Схема соединения стереодекодера с приемником показана на рис. 7. Нумерация деталей сохранена такой же, как и на принципиальной схеме приемника, а номинальные значения проставлены только в случае, если они изменены. Для регулирования громкости служит сдвоенный потенциометр *R27–R27*, а для установки стереобаланса – потенциометр *R30*. Можно применить и два раздельных регулятора громкости, тогда регулятор стереобаланса не нужен.

В стереодекодере можно сделать и автоматическое переключение режимов „Моно–Стерео". С этой целью нижний (по схеме рис. 5) вывод резистора *R12* отсоединяется от общего провода и присоединяется к коллектору транзистора *V3*. Печатная плата стереодекодера при этом переделок не требует, надо лишь просверлить дополнительное отверстие у вывода коллектора транзистора *V3*. Работает автоматический переключатель следующим образом: при приеме монопрограммы напряжения поднесущей нет, транзисторы *V2* и *V3* закрыты и светодиод *V6* не светится. На коллекторе транзистора *V3* при этом высокий отрицательный потенциал, почти равный напряжению питания. Через резистор *R11*, диоды *V4*, *V5* и резистор

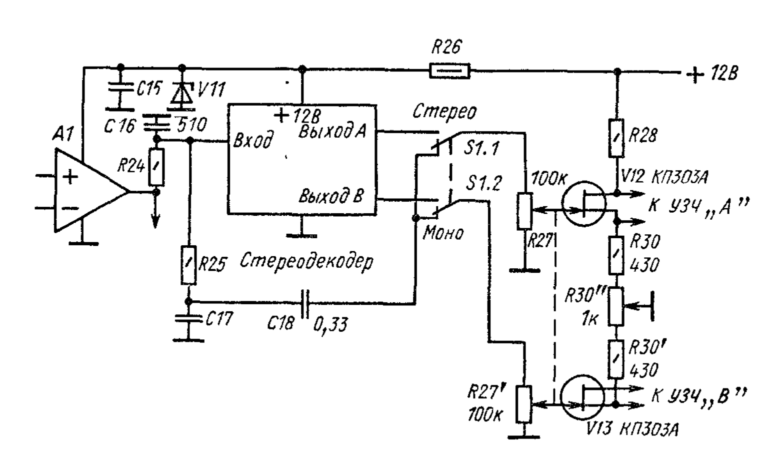


Рис. 7

R12 протекает ток, открывающий диоды и тем самым соединяющий оба входа УЗЧ с выходом усилителя *A1*. При наличии поднесущей транзисторы *V2* и *V3* открываются и напряжение на коллекторе *V3* падает почти до нуля. Диоды полярного детектора *V4V5* оказываются без смещения и обычным образом детектируют стереосигнал. Недостаток автоматического переключателя состоит в несколько повышенном уровне шума при приеме монопрограмм. Дополнительный шум создают усилитель *A1* и открытые транзистор *V3* и диоды *V4*, *V5*.

При налаживании собранного стереодекодера, установив движки подстроечных резисторов *R6* и *R8* в положение максимального сопротивления и включив питание, проверяют напряжение на выходе операционного усилителя (вывод *5* микросхемы *A1*). Оно должно быть равно половине напряжения питания. Далее, подключив к этому же выводу микросхемы осциллограф, убеждаются в отсутствии самовозбуждения усилителя при изменении сопротивления резистора *R8*. Если самовозбуждение возникает, его устраняют подбором элементов корректирующей цепочки *R5C3*. Найдя в эфире стереопередачу, настраивают контур *L1C4C5* по максимуму напряжения поднесущей на выходе усилителя *A1* (контролируется осциллографом). После этого уменьшают сопротивление резистора *R6* до такого значения, при котором расстройка контура или замыкание выводов катушки накоротко снижает уровень поднесущей ровно в 5 раз, и еще раз подстраивают контур в резонанс. Следует заметить, что при чрезмерном уменьшении сопротивления резистора *R6* подъем поднесущей становится очень большим, а усилитель может перейти в режим самовозбуждения. Подстроечным резистором *R8* устанавливают такое общее усиление, чтобы амплитуда восстановленной поднесущей на выходе усилителя составляла 1...1,5 В. Затем, прослушивая стереопередачу, подбирают элементы компенсирующей цепочки *R10C8* по максимальному разделению стереоканалов. Кроме указанных на схеме, достаточно испробовать цепочки 3,6 кОм и 0,02 мкФ, 6,8 кОм и 0,01 мкФ, 15 кОм и 4700 пФ. В заключение подбирают емкость конденсатора *C9*, добиваясь четкой работы индикатора стереосигнала, и автоматического переключателя „Моно–Стерео", если он использован.

УДК 621.317.7

ПРИБОР ДЛЯ НАЛАЖИВАНИЯ УКВ ЧМ ПРИЕМНИКОВ

И. СВОБОДА (ЧССР)

Структурная схема прибора для налаживания УКВ ЧМ приемников приведена на рис. 1. Прибор состоит из пяти генераторов (*1–5*), амплитудного модулятора *6*, выходного аттенюатора *7* и высокочастотного милливольтметра *8*. Высокочастотный генератор *1* перекрывает участок 65...108 МГц и предназначен для проверки радиочастотного тракта приемника. Высокочастотный генератор *2* вырабатывает сигналы на фиксированных частотах 10,7; 6,5 или 5,5 МГц. С его помощью налаживают тракт промежуточной частоты. Высокочастотный генератор *5* представляет собой кварцевый калибратор. Его используют для окончателвной градуировки шкалы приемника. Генераторы *1* и *2* можио модулировать как по частоте, так и по амплитуде. Поскольку частотная модуляция осуществляется непосредственно в генерато-

2 Зак. 240

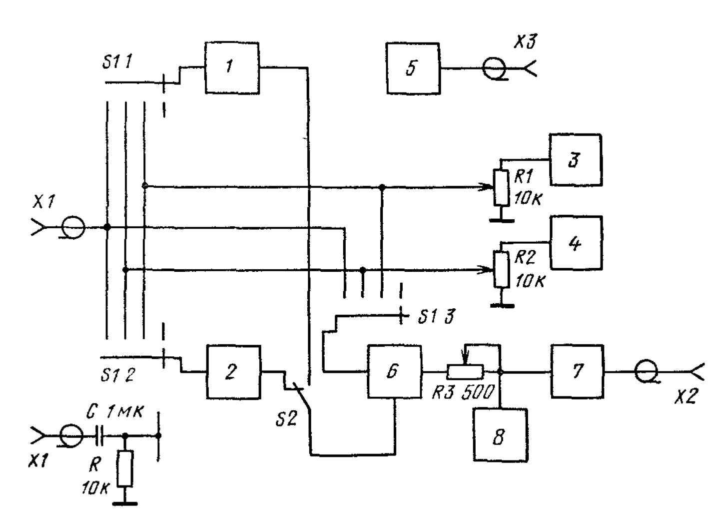


Рис. 1

рах, а для амплитудной модуляции имеется отдельное устройство, прибор позволяет использовать оба вида модуляции одновременно. Модулирующий сигнал подают либо от встроенных генераторов звуковых частот *3* и *4* (их рабочие частоты соответственно 400 Гц и 2 кГц), либо от внешнего источника через разъем *X1*. На него, в частности, можно подать пилообразное напряжение от генератора развертки осциллографа, что позволяет наблюдать амплитудно-частотные характеристики трактов радио- и промежуточной частоты. Внешний источник модулирующего сигнала должен обеспечивать напряжение 1 В на нагрузке 10 кОм. При этом глубина модуляции АМ сигнала будет 80%, а девиация ЧМ сигнала не менее 250 кГц на самой низкой рабочей частоте (5,5 МГц).

Выходное напряжение генераторов можно регулировать плавно (переменным резистором *R3*) и скачками по 20 дБ (аттенюатором *7*) в пределах от 10 мкВ до 100 мВ. Оно контролируется высокочастотным милливольтметром (*8*) с верхним пределом измерения 100 мВ. Его основная погрешность не превышает 5 %. Выходное сопротивление генератора 75 Ом. Налаживаемую аппаратуру подключают к разъему *X2*.

Кварцевый калибратор *5* обеспечивает сетку частот от 1 до 108 МГц при амплитуде сигнала не менее 10 мкВ на нагрузке 75 Ом. Этот генератор имеет отдельный выход на разъем *X3*.

Выбор источника модулирующего сигнала осуществляют переключателем *S1*, а выбор ВЧ генератора (*1* или *2*) – переключателем *S2*. Здесь следует заметить, что именно применение двух независимых генераторов позволило получить относительно высокую стабильность частоты – 0,1 % после 20 мин прогрева. Это позволило отказаться от ВЧ переключателя диапазонов, хотя и несколько увеличило число используемых в приборе элементов. Достать такой переключатель требуемого качества (например, карусельного типа) трудно, а изготовить его в любительских условиях практически невозможно.

Для питания прибора необходимы два источника стабилизированного напряжения (+12 и +5 В).

Два высокочастотных генератора собраны по схеме [1] с электронной связью (рис. 2). К ее достоинствам относятся устойчивая работа в широком диапазоне отношений L/C, отсутствие отвода у катушки и возможность подключить к общему проводу как один из ее выводов, так и один из выводов переменного конденсатора. Еще одно достоинство этого генератора – относительно высокое постоянство амплитуды выходного сигнала при различных воздействиях. Это обусловлено ограничением ВЧ напряжения на переходах база–коллектор транзисторов генератора. Если эти транзисторы кремниевые, то оно будет примерно 800 мВ. Для уменьшения амплитуды гармонических составляющих в выходном сигнале генератора между ним и нагрузкой необходимо вводить развязывающие каскады (например, повторители). Недостатком генератора, выполненного по схеме рис. 2, является заметное влияние напряжения источника питания на частоту генерируемого сигнала особенно при работе на УКВ, когда общая емкость колебательного контура обычно составляет несколько десятков пикофарад. Иными словами, он требует применения хорошо стабилизированного источника питания.

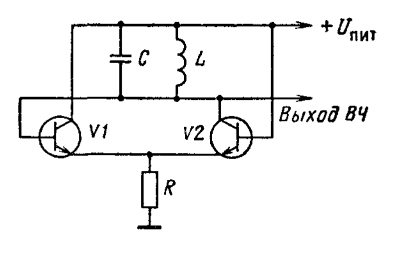


Рис. 2

Принципиальная схема генератора высокой частоты, перекрывающего участок 65...108 МГц, приведена на рис. 3. Собственно генератор собран на транзисторах

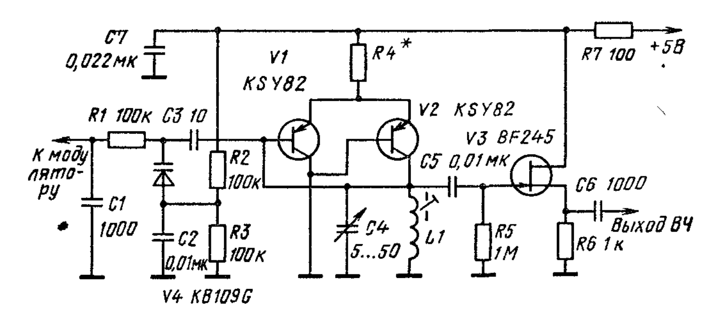


Рис. 3

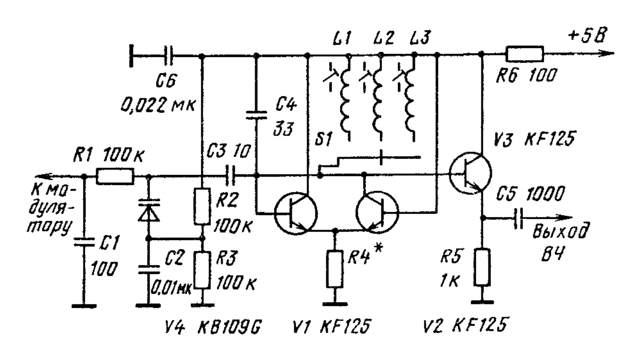


Рис. 4

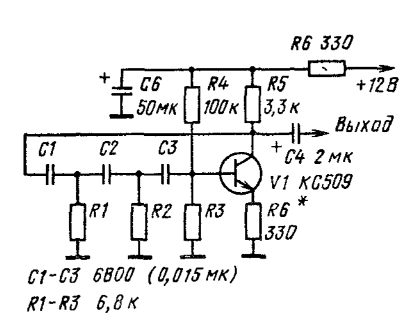


Рис. 5

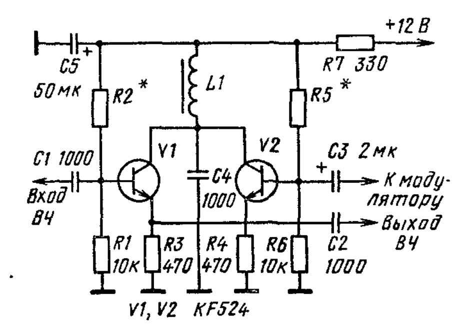


Рис. 6

V1 и *V2*. Для получения требуемого перекрытия по частоте максимальная емкость конденсатора переменной емкости (*C4*) должна быть около 50 пФ. Для частотной модуляции генератора в его колебательный контур через разделительный конденсатор небольшой емкости *C3* включен варикап *V4*. Рабочую точку этого варикапа (начальное смещение на *р-п* переходе) задает делитель на резисторах *R2* и *R3*. Элементы *C1* и *R1* – фильтр низших частот в цепи управления варикапом. Развязывающий каскад – истоковый повторитель на транзисторе *V3*. Высокое полное входное сопротивление полевого транзистора позволяет подключить его непосредственно к колебательному контуру генератора.

Режим работы генератора устанавливают подбором резистора *R4* (исходное значение 1,5 кОм). Критерием является устойчивая работа генератора во всем диапазоне частот и минимальные (не более 10 %) изменения амплитуды ВЧ напряжения на выходе генератора при его перестройке в рабочей полосе частот.

Принципиальная схема генератора сигналов промежуточной частоты приведена на рис. 4. Она очень близка к предыдущей и отличается в основном лишь тем, что в развязывающем каскаде применен не истоковый, а эмиттерный повторитель с гальванической связью с генератором. Рабочую частоту выбирают переключателем *S1*. При переходе с одной рабочей частоты на другую выходное ВЧ напряжение должно изменяться незначительно. Этого добиваются подбором резистора *R4* (исходное значение 1,5 кОм).

Оба генератора звуковых частот собраны по одной и той же схеме (рис. 5) и различаются лишь номиналами конденсаторов фазосдвигающей цепи *R1–R3*, *C1–C3*. Для частоты 1 кГц они должны иметь емкость 6800 пФ, а для частоты 400 Гц – 0,015 мкФ. Достоинство данной схемы генератора состоит в том, что для его устойчивого самовозбуждения нет необходимости тщательно подбирать частотозадающие элементы. Минимальных искажений выходного сигнала (при амплитуде примерно в 1,5 В) добиваются подбором резистора *R6*.

Для контроля работы ограничителей в тракте промежуточной частоты УКВ ЧМ приемника необходимо модулировать исходный сигнал не только по частоте, но и по амплитуде. Принципиальная схема АМ модулятора приведена на рис. 6. В данном случае никаких особых требований к линейности модулятора не предъявляется, поскольку проверяемый с его помощью параметр (подавление паразитной АМ модуляции ЧМ сигнала) не должен зависеть от формы модулирующего напряжения. Это позволило ограничиться простыми схемными решениями и промодулировать разделительную ступень (она выполнена на тразисторе *V1*) изменением напряжения на коллекторе. Каскад на транзисторе *V2* обеспечивает усиление модулирующего

сигнала до требуемого уровня. Коллекторы обоих транзисторов по высокой частоте соединены с общим проводом через конденсатор *C4*. Его номинал следует выбрать таким, чтобы этот конденсатор вместе с модуляционным дросселем *L1* не образовывал колебательный контур, резонирующий в диапазоне звуковых частот.

Рабочую точку разделительной ступени устанавливают подбором резистора *R2* (исходное значение 20 кОм) по минимальным искажениям ВЧ выходного сигнала. Эту операцию можно провести на частоте примерно 5 МГц, наблюдая форму сигнала на экране осциллографа. Большинство доступных радиолюбителям осциллографов позволяют сделать это, поскольку имеют обычно полосу пропускания канала вертикального отклонения луча не менее 5 МГц. Рабочую точку модулирующего каскада устанавливают подбором резистора *R5*, добиваясь симметричной модуляции ВЧ сигнала (опять же по осциллограммам). Может оказаться целесообразным подобрать и резистор *R4* таким, чтобы при входном напряжении звуковой частоты около 1 В коэффициент модуляции был примерно 80 %. Напряжение питания этого узла некритично и может быть любым в пределах от 5 до 12 В.

Декадный аттенюатор выходного высокочастотного сигнала собран из П-образных звеньев [2]. Характеристическое сопротивление делителя 75 Ом. Его схема приведена на рис. 7. Каждое звено обеспечивает ослабление сигнала на 20 дБ (т. е. в 10 раз). Все четыре звена идентичны друг другу и включаются кнопками с независимой фиксацией. Это позволяет нажатием на соответствующие кнопки установить затухание 0, 20, 40, 60 или 80 дБ. Желательно, чтобы резисторы аттенюатора имели бы сопротивления, отличающиеся от указанных на схеме не более чем на ±2 %. Их можно подобрать из имеющихся в распоряжении радиолюбителя безындукционных

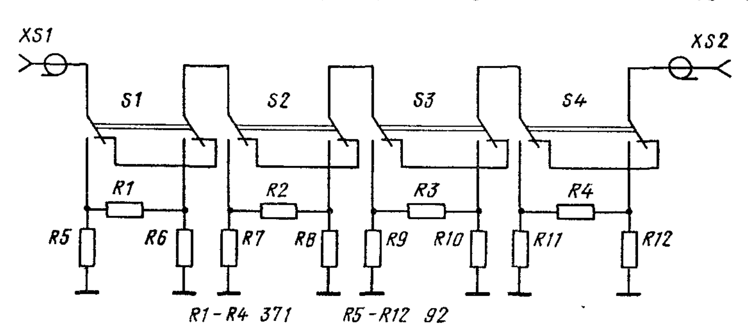


Рис. 7

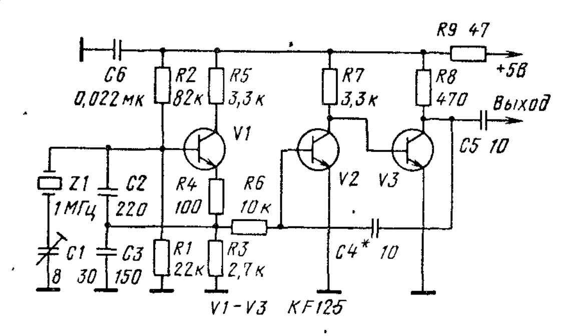


Рис. 8

резисторов, измеряя их сопротивление цифровым омметром или на прецизионном мосте. Точную „подгонку" сопротивлений при необходимости осуществляют, стирая твердой резинкой или микронной шкуркой слой у резистора, имеющего сопротивление несколько меньше требуемого. После завершения этой операции обработанную поверхность резистора необходимо покрыть защитным слоем лака.

В кварцевом калибраторе (рис. 8) применено стандартное схемное решение [3]. Точное значение генерируемой частоты устанавливают подстроечным конденсатором *C1*. Собственно генератор собран на транзисторе *V1*, а на транзисторах *V2* и *V3* выполнен формирователь импульсов, в котором для увеличения крутизны их фронта и спада введена положительная обратная связь через конденсатор *C4*. Его подбирают при налаживании прибора. Если емкость этого конденсатора выбрать достаточно большой, то формирователь начнет выполнять функции регенеративного делителя частоты (на два, три и т. д.).

Точную установку частоты кварцевого калибратора осуществляют либо по цифровому частотомеру, либо по сравнению сигнала калибратора с образцовыми частотами, передаваемыми специальными радиостанциями (в СССР это радиостанции Государственной службы времени и частоты). Заметим, что формирователь в режиме деления частоты на два (когда выходной сигнал будет кратен 0,5 МГц) позволяет поверять калибратор по сигналам станции, работающей на частоте 2,5 МГц.

Напряжение на входе декадного аттенюатора измеряют ВЧ милливольтметром, схема которого показана на рис. 9. Он образован милливольтметром постоянного тока на транзисторах *V1.1* и *V1.2* и выпрямителем высокочастотного напряжения на диоде *V2*. Применение интегральной сборки транзисторов позволяет свести к минимуму разбаланс усилителя постоянного тока милливольтметра из-за изменения окружающей температуры. В качестве *V2* целесообразно использовать кремниевый диод, предназначенный для смешения сигналов или их детектирования в диапазоне дециметровых волн. Можно здесь применить и некоторые из импульсных диодов, предназначенных для коммутаторов с высоким быстродействием. Температурную компенсацию режима работы диода *V2* обеспечивает кремниевый диод *V3*, смещенный в прямом направлении.

Рабочую точку диода выпрямителя *V2* устанавливают подстроечным резистором *R9* по максимальной его чувствительности. Балансировку милливольтметра (в отсутствие ВЧ напряжения на входе) производят подстроечным резистором *R7*. И, наконец, калибруют прибор, используя подстроечный резистор *R8*.

Шкала милливольтметра нелинейна и ее изготавливают индивидуально для каждого экземпляра прибора.

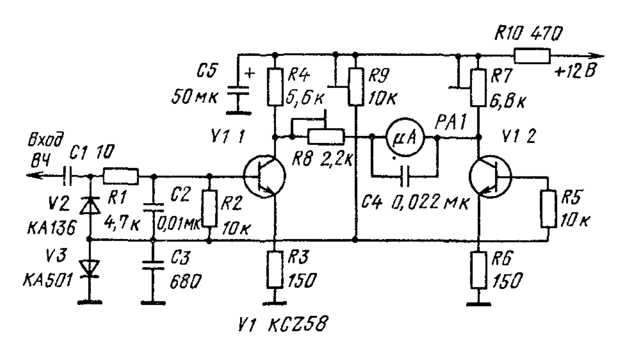


Рис. 9

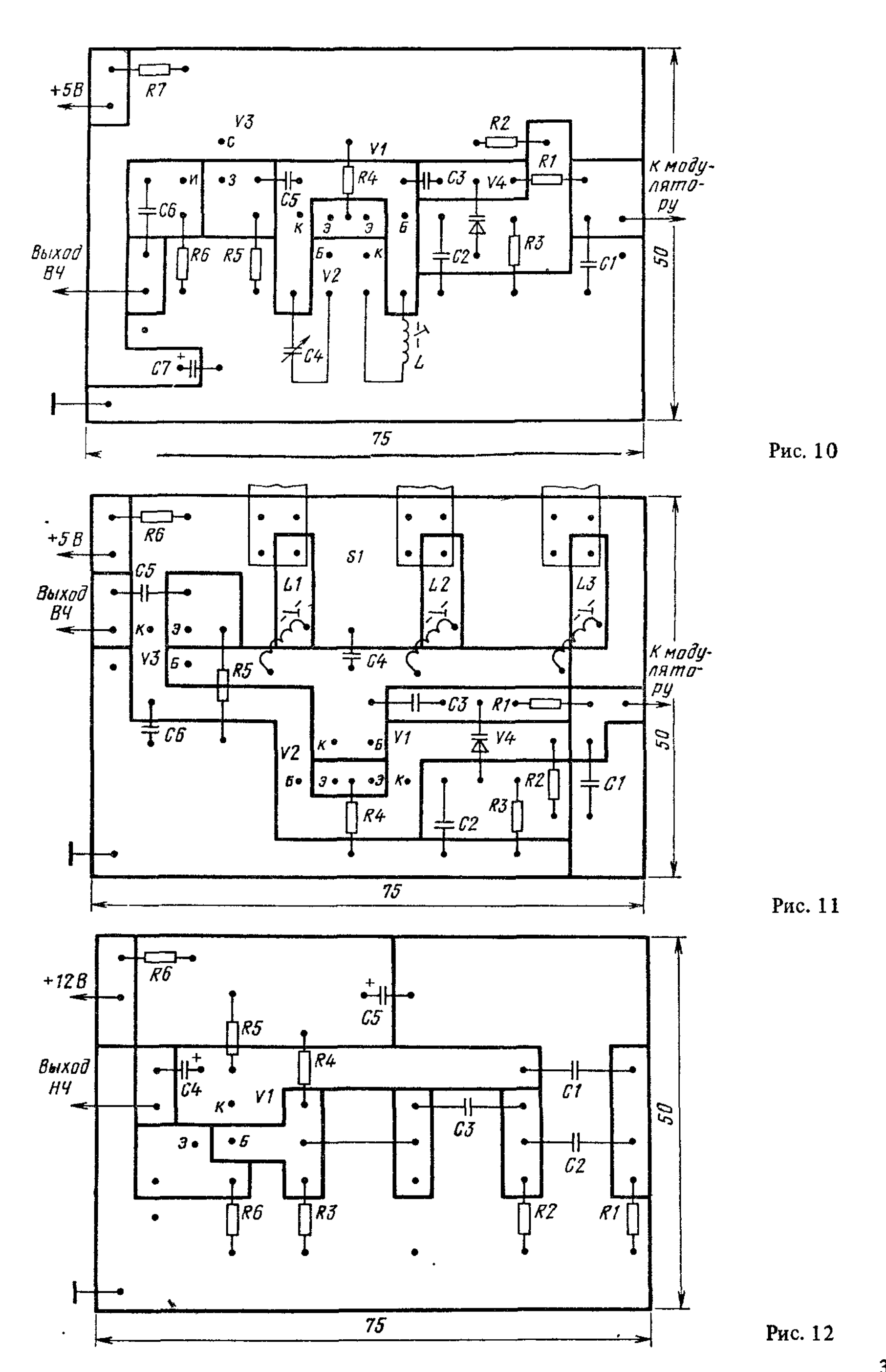


Рис. 10

Рис. 11

Рис. 12

Заметим, что в этом узле вместо интегральной пары транзисторов можно использовать и отдельные транзисторы.

Все узлы (модули) прибора для налаживания УКВ ЧМ приемников выполнены на печатных платах. Расположение печатных проводников и размещение деталей на этих платах показано на рис. 10–16 (рис. 10 – ВЧ генератор на диапазон 65 – 108 МГц, рис. 11 – ВЧ генератор для проверки трактов ПЧ приемников, рис. 12 – генераторы звуковой частоты, рис. 13 – амплитудный модулятор ВЧ сигнала, рис. 14 – декадный аттенюатор выходного напряжения, рис. 15 – кварцевый калибратор, рис. 16 – высокочастотный милливольтметр). Плат (рис. 12) следует изготовить две (одну для генератора на частоту 400 Гц, другую – для генератора на частоту 1 кГц). Платы ВЧ генераторов помещают в экраны. Особенно тщательной экранировки требует выходной делитель напряжения: если она будет недостаточной, то

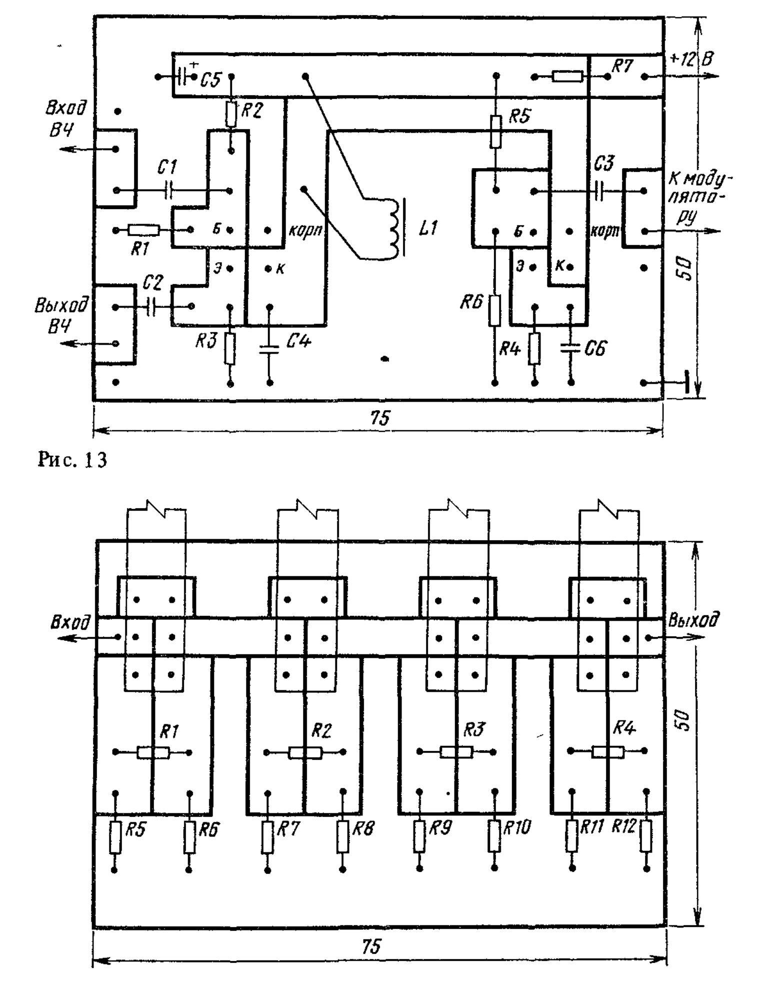


Рис. 13

Рис. 14

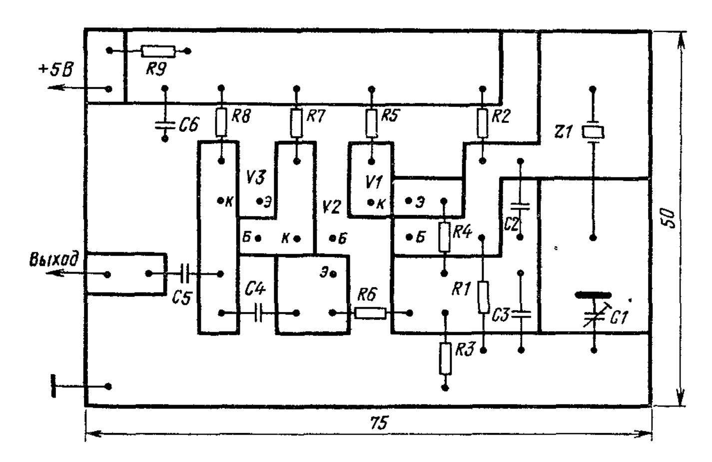


Рис. 15

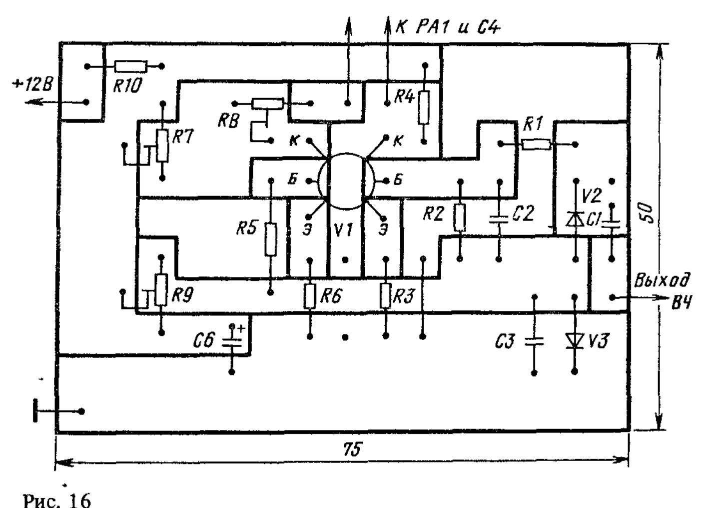


Рис. 16

возможно прохождение сигнала на выход прибора, минуя этот делитель. В этом случае нельзя будет устанавливать малые уровни выходного напряжения с требуемой точностью. Высокочастотные узлы следует соединять между собой коаксиальным кабелем.

Конструкция прибора может быть достаточно произвольной. Следует лишь обратить особое внимание на конструкцию конденсатора переменной емкости и его крепление. От этого во многом будет зависеть стабильность частоты соответствующего генератора.

Примечание. Характерной особенностью ВЧ генераторов, использованных в приборе для налаживания УКВ ЧМ приемников, является то, что транзисторы периодически входят в насыщение. Подобный режим, как известно, заметно ухудшает их частотные характеристики. Устойчивую работу генератора удается обеспечить лишь

в том случае, если примененные в нем транзисторы имеют граничную частоту генерации заметно выше, чем рабочая частота генератора. Вот почему в генераторе на диапазон 65...108 МГц следует использовать транзисторы малой мощности диапазона СВЧ (серий КТ337, КТ347, КТ363), а для генератора, предназначенного для проверки тракта ПЧ приемников, подойдут обычные высокочастотные транзисторы (серий КТ312, КТ315, КТ3102 и т. д.). Во всех остальных узлах можно применить транзисторы серии КТ315, причем для генераторов звуковых частот статический коэффициент передачи тока у них должен быть не менее 80. Полевой транзистор в генераторе на диапазон 63...103 МГц – КП303Е. В ВЧ милливольтметре можно применить транзисторные сборки К1НТ251 или К1НТ661А (причем один из транзисторов сборки с успехом выполнит роль термостабилизирующего диода), или, как уже отмечалось, подобрать пару транзисторов из серий КТ312, КТ315 и т. д. (по статическим коэффициентам передачи тока при фиксированном значении тока коллектора и по напряжению база–эмиттер при фиксированном значении тока базы).

Варикапы KB109G в обоих генераторах можно заменить на отечественные варикапы серий Д901 или КВ102, выпрямительный диод в высокочастотном милливольтметре – на КД407А, КД503Б, КД512А, а термокомпенсирующий диод – на любой кремниевый ВЧ или импульсный диод (КД503, КД521 и т. д.).

Прибор (см. рис. 1) целесообразно дополнить выключателем, который позволял бы выключать амплитудную модуляцию при любом положении переключателя *S1*. Его можно ввести между подвижным контактом секции *S1.3* и узлом *б*. Кроме того, следует учесть, что источник внешнего модулирующего напряжения не должен иметь постоянной составляющей (она изменит режимы варикапов по постоянному току) и он должен иметь гальваническую связь с общим проводом. Избежать всех этих сложностей позволит обыкновенная разделительная *RC*-цепь, состоящая из конденсатора емкостью 1 мкФ и резистора сопротивлением 10...15 кОм. Как ее подключить, показано на рис. 1 в левом нижнем углу.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Peltz G. Zweipolige Oscillatorschaltungen für Parallel und Serienresonanz. – Funkschau, 1971, № 15.
2. Šoupal Z. Dělič vf signalu do 90 dB. – Amatérské rádio (A), 1976, № 11.
3. Vachula V., Křištan L. Oscilátory a generatory. – Praha: SNTL, 1974.

УДК 621.375.13

КАССЕТНЫЙ СТЕРЕОМАГНИТОФОН-ПРИСТАВКА

Ю. СОЛНЦЕВ (СССР)

Кассетные магнитофоны популярны во всем мире, выпускаются в больших количествах промышленностью. Не оставили их без внимания и радиолюбители, направляя свои усилия как на разработку новых конструкций, так и на модернизацию существующих, которые по своим параметрам перестали удовлетворять потребителя.

Обычно радиолюбители используют готовый лентопротяжный механизм, ограничиваясь его тщательной регулировкой и незначительными доработками и сосредоточи-

вая усилия на разработке электрической схемы. Предлагаемый стереомагнитофон-приставка разработан на базе советского кассетного магнитофона „Весна-201", но схемные решения и основные узлы можно использовать в любом кассетном магнитофоне среднего класса. Эта задача упрощается тем, что стереомагнитофон-приставка выполнен по блочно-модульному принципу, в виде набора функционально законченных плат, которые могут быть скомпонованы самыми разными способами. При необходимости можно изменять топологию печатных плат, так как устройство не критично к монтажу.

Разработка кассетного стереомагнитофона связана с теми же проблемами и трудностями, что и разработка катушечного стереофонического магнитофона, но имеет ряд особенностей. Ширина магнитной ленты, а следовательно, и магнитной дорожки меньше почти вдвое, в 2–4 раза меньше скорость движения ленты. В результате сигнал на выходе воспроизводящей магнитной головки мал – как правило около 250 . . . 300 мкВ на частоте 400 Гц и резко уменьшается на частотах выше 5 . . . 6 кГц. Динамический диапазон тракта запись – воспроизведение невелик из-за значительного уровня шума магнитных лент и глубокой частотной коррекции усилителя воспроизведения, применяемой для того, чтобы обеспечить постоянство выходного напряжения в полосе пропускания. Важно отметить, что чем шире полоса пропускания магнитофона, тем глубже должна быть частотная коррекция и тем меньше при прочих равных условиях окажется отношение сигнал-шум. Перегрузочная способность магнитных лент для кассетных магнитофонов мала, что ограничивает частотную коррекцию усилителя записи и требует тщательной установки номинального уровня записи и тока подмагничивания. Увеличение уровня записи выше оптимального ведет к возрастанию нелинейных искажений, а уменьшение ухудшает отношение сигнал-шум. Таким образом выбор основных характеристик электрического тракта кассетного стереомагнитофона сводится к определению оптимального сочетания полосы пропускания, коэффициента гармоник и отношения сигнал-шум, обеспечивающих наилучшее качество звучания. Само понятие „качество звучания" субъективно, оно не поддается инструментальной оценке и зависит от целого ряда факторов. В начале разработки предполагалось получить полосу пропускания до 18 кГц. Современные магнитные ленты и воспроизводящие головки позволяют обеспечить эту полосу относительно простыми методами. Однако уровень шума и нелинейные искажения при такой полосе пропускания возросли настолько, что субъективное восприятие звучания оказалось даже хуже, чем в случае полосы пропускания 10 . . . 12 кГц. Для определения оптимального значения полосы пропускания был проделан следующий эксперимент: тракт запись – воспроизведение кассетного стереомагнитофона настраивался последовательно на полосу пропускания 20, 18, 16, 14, 12 и 10 кГц по уровню –3 дБ. Для каждого значения полосы пропускания подбиралось оптимальное значение тока подмагничивания и уровня записи. Несмотря на то, что основные электрические параметры устройства, определяемые инструментально, изменялись не очень сильно, субъективная оценка качества звучания колебалась в больших пределах. Выяснилось, например, что увеличение полосы пропускания свыше 14 кГц не приводит к сколько-нибудь заметному улучшению звучания, зато вызывает существенное возрастание высокочастотных шумов и интермодуляционных компонент сигнала. В итоге максимальное значение полосы пропускания оказалось целесообразным ограничить значением 12 . . . 14 кГц, при котором обеспечивается наиболее благоприятное с точки зрения слушателей восприятие записей. Большое значение имеет и уровень нелинейных искажений. Экспериментально установлено, что для высококачественного звуковоспроизведения коэффициент гармоник магнитофона не должен превышать 1. . . 2%. Остаются актуальными вопросы применения в практике магнитной записи различных устройств, уменьшающих субъективно восприни-

маемый уровень шумов тракта и ленты, так называемых шумоподавителей, несмотря на то, что разработано множество таких устройств, от самых простых – пороговых и динамических фильтров, до самых сложных компандерных систем. Проблема улучшения шумовых параметров кассетных магнитофонов остается злободневной, поиски оптимальных решений продолжаются, а применение в радиолюбительской практике шумоподавителей, нередко весьма сложных и дорогих, не всегда дает желаемый эффект. Почему так происходит? Причин несколько. Прежде всего, в силу самого принципа работы шумоподавителя, он характеризуется некоторой совокупностью взаимосвязанных амплитудных, частотных и временных характеристик, которые нельзя произвольно изменять: улучшение какого-либо параметра обычно приводит к ухудшению одного или нескольких других. Так, например, при расширении частотного диапазона подавления шумов ухудшается помехозащищенность шумоподавителя, а при увеличении степени (глубины) подавления становятся более заметными на слух переходные процессы. Необходимо остановиться на проблеме согласования, стыковки параметров магнитофона и шумоподавителя. Вполне естественно, что шумопонижающими устройствами снабжаются те аппараты, уровень шума которых не устраивает потребителя. Но здесь кроется парадокс. Чем лучше исходные параметры магнитофона, тем больший эффект дает применение шумоподавителя и, наоборот, в магнитофоне с неудовлетворительными шумовымн характеристиками, где применение шумоподавителя наиболее желательно, самый дорогой и совершенный шумоподавитель оказывается малоэффективным. В самом деле, если уровень шумов магнитофона составляет, скажем –30 дБ, в спектре фонограммы содержатся высокочастотные компоненты с уровнем –40 дБ, а порог срабатывания шумоподавителя выбран из расчета подавления шумов, т. е. около –30 дБ, то работа шумоподавителя будет сопровождаться изменением тембра звучания (пропадут составляющие высших частот), увеличением нелинейных искажений (любой шумоподавитель в принципе является нелинейным устройством и с повышением порога срабатывания влияния нелинейных искажений шумоподавителя возрастает), увеличением заметности срабатывания шумоподавителя при изменениях уровня высокочастотных компонент (изменяется громкость звучания, становятся заметными „всплески" шума из-за ограниченного быстродействия узла управления·шумоподавителя) и т. д.

Не менее неприятные эффекты возникают и в случае, если велики нелинейные и интермодуляционные искажения, вносимые магнитофоном. При коэффициеите гармоник 3% (что допускается для большинства промышленных аппаратов) уровень паразитных комбинационных составляющих равен примерно –30 дБ, т. е. превышает порог срабатывания практически всех известных шумоподавителей. В результате, при воспроизведении фонограммы, содержащей только низко- и среднечастотные компоненты, паразитные комбинационные высокочастотные составляющие отключают шумоподавитель, и на выходе шумоподавителя полезный сигнал окажется как бы промодулированным шумом, что на слух воспринимается даже хуже, чем воспроизведение без шумоподавителя.

Ухудшают качество воспроизведения с шумопонижением и импульсные помехи (трески, щелчки), которые на какое-то время отключают (блокируют) шумоподавитель. На слух это воспринимается как шумовой всплеск, „всхлипывание".

Задача улучшения шумовых характеристик кассетного магнитофона с помощью шумопонижающих устройств сложна, имеет множество компромиссных решений, а конечный эффект, т. е. слуховое восприятие, зависит не только от степени сложности шумоподавителя и магнитофона, но и от разумного сочетания их параметров. Практика показывает, что обычный правильно отрегулированный магнитофон совместно с простым, но рационально спроектированным шумоподавителем может иметь хорошее качество звучания.

За основу шумоподавителя автором принята схема компандерного шумоподавителя Dolby B [1, 2]. Его достоинства известны – малые нелинейные искажения, хорошие динамические характеристики, „мягкое" срабатывание, при котором переходные процессы на слух практически незаметны. Основные схемные решения шумоподавителя тщательно отработаны, проверены многолетней практикой. Однако в основном (компандерном) режиме этот шумоподавитель использовать не всегда удобно из-за необходимости очень точно выдерживать заданный уровень сигнала при записи и воспроизведении [6], затруднений при обмене фонограммами (даже если они записаны по системе Dolby B). Попытки использовать шумоподавитель Dolby B только при воспроизведении (в качестве динамического фильтра), как это рекомендуют некоторые авторы, обречены на неудачу из-за недопустимо больших искажений тембра звучания. Порог срабатывания системы Dolby B в режиме экспандирования составляет примерно –15 дБ, следовательно, все высокочастотные составляющие сигнала, лежащие ниже этого уровня, будут ослаблены. А так как нижняя граничная частота ослабления в зависимости от уровня сигнала лежит в интервале 0,8 . . . 2 кГц, звучание становится настолько неестественным, что от такого использования шумоподавителя Dolby B приходится отказаться. Однако на основе системы Dolby B можно создать неплохой динамический фильтр, для чего достаточно понизить порог срабатывания до значений, характерных для динамических фильтров. Такой динамический фильтр прост по конструкции, не содержит дефицитных радиодеталей, хорошо воспроизводится при повторении. Для достижения максимального эффекта относительный уровень шумов тракта воспроизведения магнитофона не должен превышать –44 . . . –48 дБ, а коэффициент гармоник на низших и средних частотах 1 . . .2%.

Таким образом кассетный стереомагнитофон-приставка должен обеспечивать полосу пропускания 12 . . . 14 кГц при коэффициенте гармоник не более 1 . . .2% на низких и средних частотах и относительном уровне шума не хуже –44 . . .–48 дБ (невзвешенное значение).

Структурная схема промышленного кассетного стереомагнитофона-приставки среднего класса состоит, как правило, из следующих узлов:

универсального усилителя;

генератора стирания и подмагничивания;

индикатора;

шумоподавителя;

контрольного УЗЧ;

вспомогательных устройств (АРУЗ, автостоп и т. п.).

Аналогичная структура может быть принята за основу и любительской конструкции. Универсальный усилитель при этом целесообразно разделить на два самостоятельных узла: усилитель воспроизведения и усилитель записи. Некоторое увеличение числа элементов окупается существенным упрощением коммутации: оказывается достаточным переключать только цепи магнитной головки и питание. Устройство управления двигателем и автостоп применены готовые, от стереомагнитофона „Весна-201". Разумеется, можно использовать и другие устройства управления двигателем, имеющиеся в наличии. Практика эксплуатации кассетных стереомагнитофонов показала, что при высококачественной звукозаписи устройства АРУЗ малоэффективны, а зачастую просто нежелательны. В то же время оказалось целесообразным снабдить магнитофон своеобразным реле времени, подключающим линейный выход и усилитель мощности после окончания переходных процессов. Для прослушивания записей через стереотелефоны можно использовать усилитель мощности (двухканальный), но наилучшие результаты можно получить, применив специальный усилитель для стереотелефонов, в который можно ввести цепи коррекции, учитывающие особенности АЧХ стереотелефо-

нов. С учетом этого структурная схема стереомагнитофона-приставки приобретает вид, изображенный на рис. 1, и включает в себя шесть блоков-модулей:

1. Усилитель воспроизведения (УВ).

2. Усилитель записи, генератор стирания и подмагничивания, индикатор уровня записи (УЗГИ).

3. Шумоподавитель (Ш).

4. Усилитель мощности (УМ).

5. Усилитель для стереотелефонов (УТ).

6. Реле времени (РВ).

Устройство управления двигателем и автостоп на рис. 1 не показаны.

Сдвоенный микропереключатель *S1* „Воспроизведение" управляет работой реле времени (секция *S1.1*) и включает батарею *G1* (или другой источник питания). Микропереключатель *S2* „Запись" в режиме записи переключает напряжение питания с усилителя воспроизведения на усилитель записи. Кнопочный переключатель *S3* „Громкоговоритель" предназначен для включения контрольного усилителя мощности. С помощью кнопочного переключателя *S4* „Шумоподавитель" производится включение этого узла, а также коммутация регуляторов громкости *R5* и *R6* и цепей линейного выхода (разъем *X3*). Переключатель *S5* предназначен для изменения режима работы стрелочного индикатора уровня записи *P1* и *P2*. Переменные резисторы *R3* и *R4* – регуляторы уровня записи. Входной сигнал в режиме записи подается на гнездо *X1*, гнездо *X2* служит для подключения стереотелефонов, *X3* – линейный выход. Переменный резистор *R8* служит для оперативной регулировки порога срабатывания шумоподавителя. Конденсаторы *C4–C6* – фильтровые. Светодиод *V1* красного цвета индицирует включение режима записи.

Усилитель воспроизведения (рис. 2) предназначен для усиления и коррекции сигнала в режиме воспроизведения фонограммы. Он выполнен на сдвоенном малошумящем усилителе типа К548УН1А, специально предназначенном для работы в тракте воспроизведения высококачественной аппаратуры. Нумерация выводов второго канала дана в скобках. Уровень шума этого усилителя несколько хуже, чем у лучших усилителей, выполненных на дискретных транзисторах, однако он значительно ниже уровня шума современных магнитных лент и обычно не превышает 0,3 . . . 0,5 мкВ (приведено к входу). Сигнал от магнитной головки подается на вход усилителя через разделительный конденсатор *C2*. Частотная коррекция производится в цепи отрицательной обратной связи, образованной элементами *R6, R7, C4, R5, R2, R3, R4*. Высокочастотная коррекция обеспечивается элементами *R3, C4*, а низкочастотная – *R5, R6, R7, C4*. Дополнительный подъем на высоких частотах получается за счет резонанса колебательного контура, в который входят индуктивность воспроизводящей головки и конденсатор *C1*. Добротность этого контура, а значит, и величину подъема можно регулировать подбором сопротивления резистора *R1*. Режим микросхемы *A1* типа К548УН1А задается делителем *R6R7*. Фильтр в цепи питания *R9, C5, C6* уменьшает вероятность возникновения паразитных связей через источник питания. Резистор *R8* обеспечивает перезаряд конденсатора *C7* при включении и выключении питания.

Шумоподавитель. Как уже отмечалось, шумоподавитель выполнен на основе известного шумоподавителя Dolby B. Изменения в схеме (рис. 3) связаны с понижением порога срабатывания до –30 . . . –55 дБ и исключением режима компрессирования (сжатия).

Понижение порога срабатывания шумоподавителя на 15 . . . 20 дБ означает, что он должен отключаться сигналом, уровень которого на 15 . . . 20 дБ меньше. Для этого коэффициент передачи управляющего канала, в который входят каскады на транзисторах *V6, V7* и *V12*, необходимо увеличить на 15 . . . 20 дБ. Так как каскады

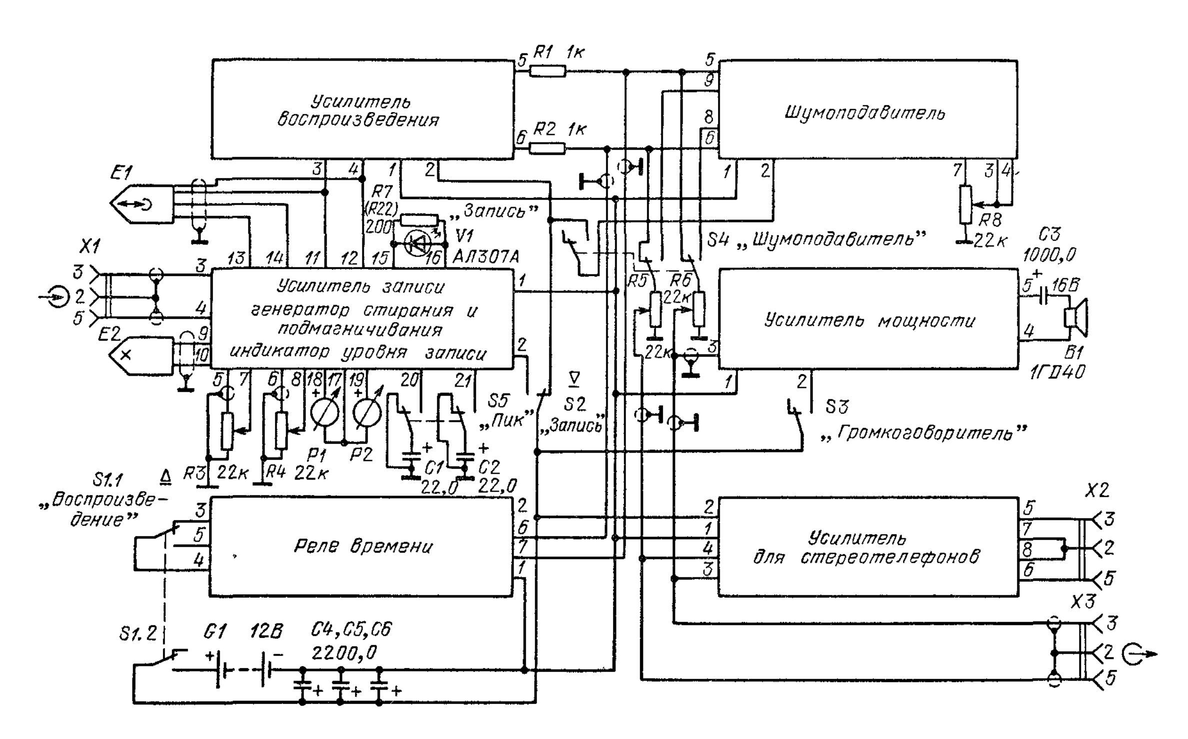

Усилитель воспроизведения
Шумоподавитель
Усилитель записи генератор стирания и подмагничивания индикатор уровня записи
Усилитель мощности
Реле времени
Усилитель для стереотелефонов
R1 1к
R2 1к
R7 (R22) 200
V1 АЛ307А
„Запись"
S4 „Шумоподавитель"
R8 22к
C3 1000,0 16В
B1 1ГД40
S5 „Пик"
S2 „Запись"
S3 „Громкоговоритель"
R5 R6 22к
R3 22к
R4 22к
P1 P2
C1 22,0
C2 22,0
S1.1 „Воспроизведение"
S1.2
G1 12В
C4, C5, C6 2200,0
X1
X2
X3
E1
E2

Рис. 1

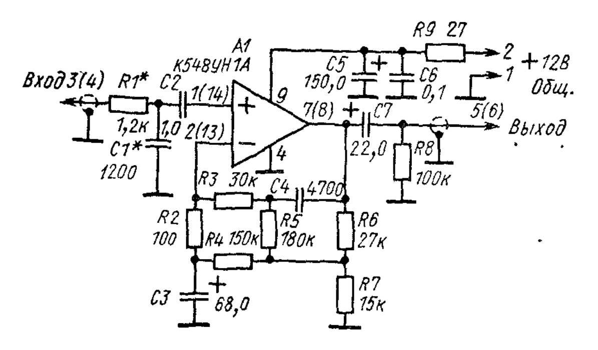


Рис. 2

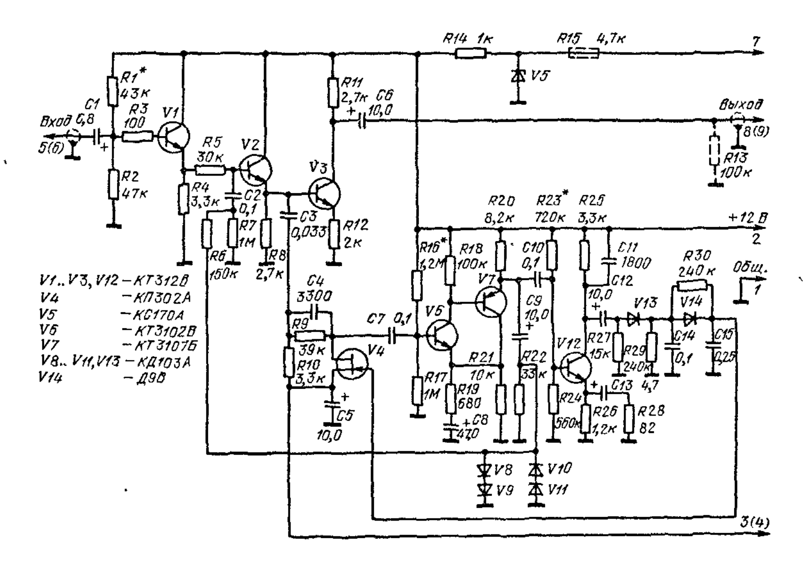


Рис. 3

на транзисторах *V6* и *V7* участвуют в формировании АЧХ основного канала (*V1*–*V3*), то их коэффициент усиления изменять нельзя. Следовательно, коэффициент передачи управляющего канала можно увеличить только за счет повышения коэффициента усиления каскада на транзисторе *V12*. Достигнуто это уменьшением сопротивления резистора *R28* до 82 Ом.

Основной канал включает в себя эмиттерный повторитель на транзисторе *V1*, суммирующий каскад на транзисторе *V2* и оконечный усилитель на транзисторе *V3*. Коэффициент передачи основного канала равен 1.

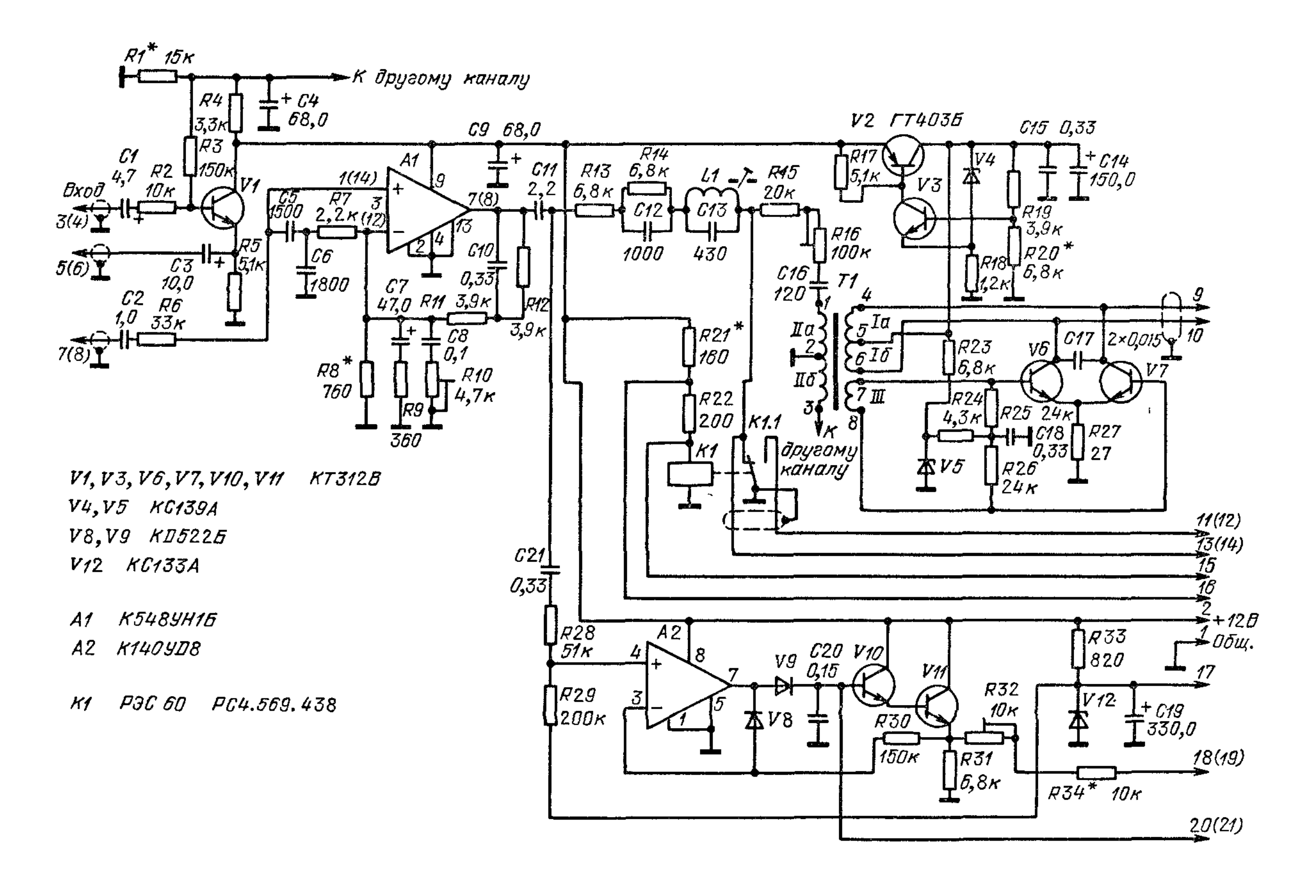
Управляющий канал состоит из фильтра верхних частот (*C3R10*), управляемого двигателя (*C4R9V4*), инвертирующего усилителя на транзисторах *V6*, *V7*, двустороннего ограничителя на диодах *V8*–*V11* (для уменьшения нелинейных искажений в каждое плечо ограничителя включено по два последовательно соединенных диода), усилителя на транзисторе *V12* и детектора на диоде *V13*. На стабилитроне *V5* собран источник образцового напряжения, часть которого с движка переменного резистора *R8*

(схема рис. 1) подается на исток полевого транзистора *V4*. Особенностью детекторного каскада является то, что он работает на нагрузку с переменной постоянной времени. При малом уровне сигнала диод *V14* закрыт и детектор нагружен на фильтр *C14R30C15* с большой постоянной времени. При больших сигналах диод *V14* открывается и шунтирует резистор *R30*, уменьшая тем самым постоянную времени детектора и повышая быстродействие шумоподавителя на пиках сигнала.

При уровнях входного сигнала, бо́льших порогового, полевой транзистор *V4* открыт напряжением, поступающим с детектора, коэффициент передачи делителя *C4R9V4* близок к нулю и на вход суммирующего каскада сигнал с управляющего канала не поступает. Амплитудно-частотная характеристика шумоподавителя полностью определяется АЧХ основного канала. Если же амплитуда высокочастотных составляющих входного сигнала становится меньше порогового значения, полевой транзистор *V4* начинает закрываться, так как уменьшается напряжение на выходе детектора. Коэффициент передачи управляемого делителя *C4R9V4* при этом увеличивается и соответственно растет амплитуда корректирующего сигнала, поступающего на сумматор через цепь *C2R6*. Этот сигнал содержит высокочастотные компоненты входного сигнала, сдвинутые по фазе на 180°. В результате алгебраического суммирования уровень высокочастотных составляющих на выходе шумоподавителя становится меньше, чем на входе, т. е. происходит своеобразная фильтрация высокочастотной части спектра входного сигнала. И, наконец, при минимальном уровне входного сигнала, определяемом шумами на входе, напряжение на выходе детектора настолько мало, что полевой транзистор *V4* закрывается, а степень подавления составляющих высоких частот (где расположена наиболее заметная на слух часть шумов) достигает максимума. Изменяя положение движка переменного резистора *R8* (рис. 1), область подавления шумов можно смещать по амплитудной характеристике, т. е. изменять порог срабатывания шумоподавителя.

Усилитель записи, генератор стирания и подмагничиваиия, индикатор. Усилитель записи двухкаскадный (рис. 4), первый каскад выполнен по схеме эмиттерного повторителя на транзисторе *V1*, а второй на малошумящем усилителе *A1* типа К548УН1Б. Эмиттерный повторитель имеет входное сопротивление не менее 100 кОм и обеспечивает согласование второго каскада усилителя записи с источником сигнала. Регулировка уровня записи производится в каждом канале раздельно, потенциометрами *R3*, *R4* (рис. 1), включенными на выходе эмиттерных повторителей. Второй каскад усилителя записи обеспечивает усиление и коррекцию сигнала. Коэффициент передачи усилителя записи устанавливается сопротивлением резистора *R9*, величина подъема на высоких частотах – сопротивлением резистора *R10*. Частота максимального подъема АЧХ определяется элементами *R6*, *R7*, *C5*, *C6*. „Добротность" эквивалентного контура или, что то же, ширина области ВЧ подъема зависит от сопротивления *R7*. Дополнительный подъем на низких частотах создается цепью *C10*, *R11*, *R12*. Режим микросхемы *A1* по постоянному току задается делителем *R8*, *R11*, *R12*. Нагрузкой усилителя записи являются резистор *R13*, корректирующая цепь *C12R14* и магнитная головка. Модуль сопротивления этой цепи мало изменяется в пределах рабочего диапазона частот. Фильтр-пробка *L1C13* настроен на частоту генератора стирания и подмагничивания и препятствует проникновению сигнала этого генератора в цепи усилителя записи.

Выход усилителя записи соединяется с магнитной головкой и с контактами реле *K1*, которое обеспечивает переключение магнитной головки на вход усилителя воспроизведения (реле *K1* обесточено) или на выход усилителя записи (реле *K1* под током). Напряжение на обмотку реле *K1* подается одновременно с подачей напряжения питания на усилитель записи, генератор стирания и подмагничивания и индикатор уровня записи. Резисторы *R21* и *R22* ограничивают ток, протекающий через реле до минималь-



R1* 15к
К другому каналу
R4 3,3к
C4 68,0
R3 150к
C1 4,7
R2 10к
Вход
3(4)
V1
5(6)
C3 10,0
R5 5,1к
C2 1,0
R6 33к
7(8)
C5 1500
C6 1800
R7 2,2к
A1
1(14)
3 (12)
9
7(8)
13
2
4
C7 47,0
R11 3,9к
C8 0,1
R8* 760
R9 360
R10 4,7к
C9 68,0
C10 0,33
C11 2,2
R12 3,9к
R13 6,8к
R14 6,8к
C12 1000
L1
C13 430
R45 20к
R16 100к
C16 120
T1
V2 ГТ403Б
R17 5,1к
V3
V4
R18 1,2к
C15 0,33
C14 150,0
R19 3,9к
R20* 6,8к
R21* 160
R22 200
K1.1
K1
к другому каналу
IIа
IIб
Iа
Iб
III
R23 6,8к
V6
C17
2×0,015
V7
R24 4,3к
R25 24к
C18 0,33
R26 24к
R27 27
V5
9
10
11(12)
13(14)
15
16
2 +12В
1 Общ.
17
18(19)
20(21)
C21 0,33
R28 51к
R29 200к
A2
8
7
5
V9
C20 0,15
V8
V10
V11
R30 150к
R31 6,8к
R32 10к
R33 820
V12
C19 330,0
R34* 10к
V1, V3, V6, V7, V10, V11 КТ312В
V4, V5 КС139А
V8, V9 КД522Б
V12 КС133А
A1 К548УН1Б
A2 К140УД8
K1 РЭС 60 РС4.569.438

Рис. 4

но необходимого значения, обеспечивающего надежное срабатывание реле. Параллельно резистору *R22* включен светодиод *V1* (см. рис. 1), позволяющий визуально контролировать режим записи.

Генератор стирания и подмагничивания выполнен на транзисторах *V6* и *V7* по двухтактной схеме, обеспечивающей малый уровень гармоник. Рабочая частота генератора определяется частотой настройки эквивалентного контура образованного индуктивностью трансформатора *T1*, стирающей головки и емкостью конденсатора *C17*. Для повышения стабильности частоты и амплитуды сигнала генератора стирания и подмагничивания он питается стабилизированным напряжением (примерно 7 В) от стабилизатора напряжения, выполненного на транзисторах *V2, V3* по традиционной схеме. Следует отметить, что такое построение генератора стирания и подмагничивания позволяет легко подключить к нему автоматическую систему установки тока подмагничивания [3]. Для этого достаточно выход автоматической системы установки тока подмагничивания соединить с точкой соединения резисторов *R19, R20*.

Индикатор уровня записи выполнен на операционном усилителе *A2* и транзисторах *V10, V11* по схеме активного детектора с переключаемой постоянной времени. Сигнал с выхода усилителя записи через разделительный конденсатор *C21* и резистор *R28* поступает на вход активного детектора *A2, V8, V9, C20*. Положительная полуволна сигнала детектируется, конденсатор *C20* заряжается до амплитудного значения. Постоянная времени цепи заряда определяется выходным сопротивлением операционного усилителя *A2*, внутренним сопротивлением диода *V9* и емкостью конденсатора *C20*. Постоянная времени цепи разряда определяется входным сопротивлением составного эмиттерного повторителя *V10, V11* и емкостью конденсатора *C20* (сопротивлением запертого диода *V9* можно пренебречь). Нагрузкой составного эмиттерного повторителя является индикатор уровня *P1* (*P2* в правом канале), включенный через резисторы *R32, R34*. Таким образом постоянные времени индикатора определяются постоянными времени активного детектора и индикаторной головки *P1* (*P2*). В режиме измерения средних значений общая постоянная времени определяется индикаторной головкой *P1* (*P2*) и индикатор в этом случае работает в стандартном режиме. Но постоянная времени активного детектора может быть увеличена в несколько раз подключением параллельно конденсатору *C20* дополнительного конденсатора *C1* (*C2* в правом канале) (рис. 1). При этом постоянная времени активного детектора возрастет и станет определять общую постоянную времени индикатора, которая в этом случае значительно превышает постоянную времени индикаторной головки *P1* (*P2*). Индикатор перейдет в режим измерения пиковых (квазипиковых) значений уровня записи. Такое построение индикатора уровня записи позволяет совместить функции пикового индикатора и индикатора средних значений в одном устройстве с одним (для каждого канала) стрелочным индикатором. Переключение режимов осуществляется переключателем *S5* „Пик" (рис. 1), вынесеным на лицевую панель магнитофона. Режим микросхемы *A2* по постоянному току задается параметрическим стабилизатором *R33, V12*, который является общим для обоих каналов. Конденсатор *C19* – фильтровый.

Усилитель мощности предназначен для контрольного прослушивания в режиме записи и воспроизведения и выполнен на микросхеме *A1* типа К174УН7 (рис. 5). Принципиальная схема усилителя особенностей не имеет. Необходимо только учитывать, что микросхема К174УН7 имеет относительно небольшое входное сопротивление – около 10 кОм, что в некоторых случаях может привести не только к шунтированию выходных цепей усилителя воспроизведения, но и к неустойчивой работе всего тракта воспроизведения магнитофона. В этом случае полезно на входе усилителя мощности включить обычный эмиттерный повторитель.

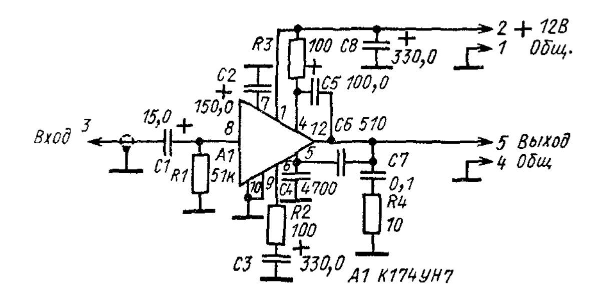


Рис. 5

Реле времени (рис. 6) предназначено для подключения усилителя мощности и линейного выхода магнитофона к усилителю воспроизведения с некоторой задержкой, достаточной для того, чтобы окончились переходные процессы в блоках магнитофона, вызванные включением питания. Наиболее интенсивно переходные процессы протекают в усилителе воспроизведения и связаны с зарядом конденсатора *C3*. Если в этот момент к усилителю воспроизведения подключить усилитель мощности, то диффузоры громкоговорителей будут совершать колебания большой амплитуды и могут быть повреждены. Реле времени выполнено на микросхеме *A1* типа К521СА3, представляющей собой интегральный компаратор напряжения. На инвертирующий вход компаратора подается напряжение с делителя *R3, R4*, а на неинвертирующий – с цепочки *R1, C1*. При подаче питания начинается заряд конденсатора *C1*. Пока напряжение на нем не превысит напряжение делителя *R3, R4*, на выходе компаратора будет низкий потенциал, транзистор *V1* будет закрыт, реле *K1* обесточено, а его контакты *K1.1* и *K1.2* будут замыкать на корпус выход усилителя воспроизведения. По истечении времени задержки напряжение на конденсаторе *C1* превысит напряжение делителя *R3, R4*, компаратор переключится, на его выходе появится высокий потенциал, транзистор *V1* откроется, реле *K1* сработает и его контакты *K1.1* и *K1.2*, шунтирующие выход усилителя воспроизведения, разомкнутся. Разряд конденсатора *C1* происходит через резистор *R2* и микропереключатель *S1.1* „Воспроизведение".

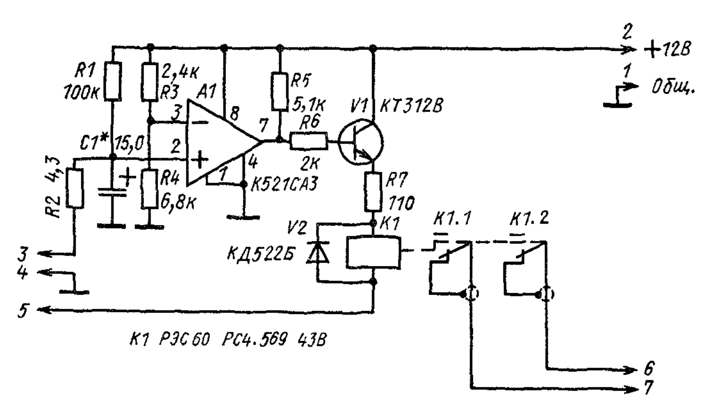


Рис. 6

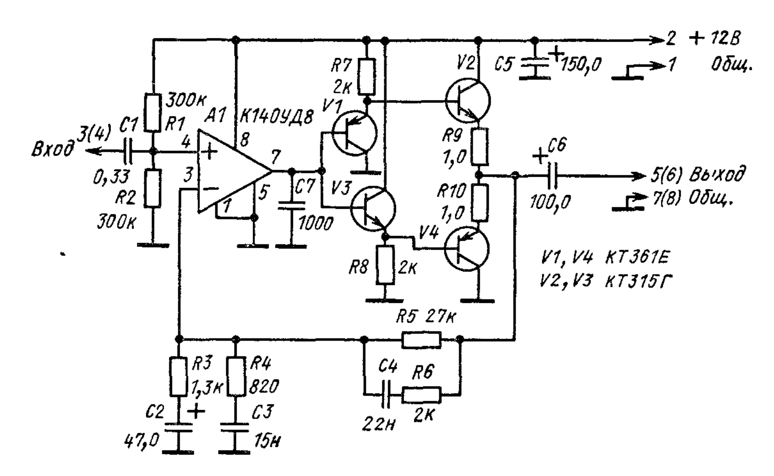


Рис. 7

Усилитель для стереотелефонов (рис. 7) предназначен для работы с высококачественными стереотелефонами сопротивлением 100 Ом, например типа ТДС-5. Хорошие результаты получаются и при работе с низкоомными телефонами, например ТДС-7 и аналогичными.

Усилитель выполнен на операционном усилителе *A1* и двухтактном повторителе *V1–V4*. Особенностью двухтактного повторителя является редко встречающееся включение предоконечных транзисторов *V1* и *V3*, при котором их коллекторы подключены не к точке симметрии, а к полюсам источника питания. При таком включении искажения типа „ступенька" практически сведены к нулю, а коэффициент нелинейных искажений на частоте 1 кГц при работе на нагрузку 100 Ом не превышает 0,1%.

Коррекция АЧХ усилителя для стереотелефонов обеспечивается цепочками *C4R6* и *C3R4* В ряде случаев, при работе со стереотелефонами высокого качества, коррекция АЧХ не требуется и цепочки *C3R4* и *C4R6* могут быть исключены. При необходимости можно предусмотреть отключение усилителя для стереотелефонов от источника питания обычным переключателем.

Детали и конструкция. Как уже отмечалось, стереомагнитофон-приставка выполнен на базе советского кассетного стереомагнитофона второго класса „Весна-201-стерео", от которого использован корпус, лентопротяжный механизм, громкоговоритель, индикаторы уровня записи и переключатели. Переделки, которым подверглись эти узлы, минимальны и заключаются в следующем·

добавлен второй микропереключатель (*S1.1*) типа МП9 к уже имеющемуся микропереключателю *S1 2* „Воспроизведение", механически связанному с соответствующей клавишей лентопротяжного механизма (ЛПМ). Рычаг, включающий эти микропереключатели, доработан с таким расчетом, чтобы управлять двумя микропереключателями,

удалены тяги и рычаг, связанные с переключателями „Запись–Воспроизведение" магнитофона „Весна-201-стерео". Вместо них установлен микропереключатель *S2* „Запись", механически связанный с соответствующей клавишей магнитофона;

заменены две металлические планки, на которых были закреплены печатные платы магнитофона Вместо них установлено металлическое шасси, на которое устанавливаются усилитель воспроизведения, усилитель записи, генератор стирания и подмагни-

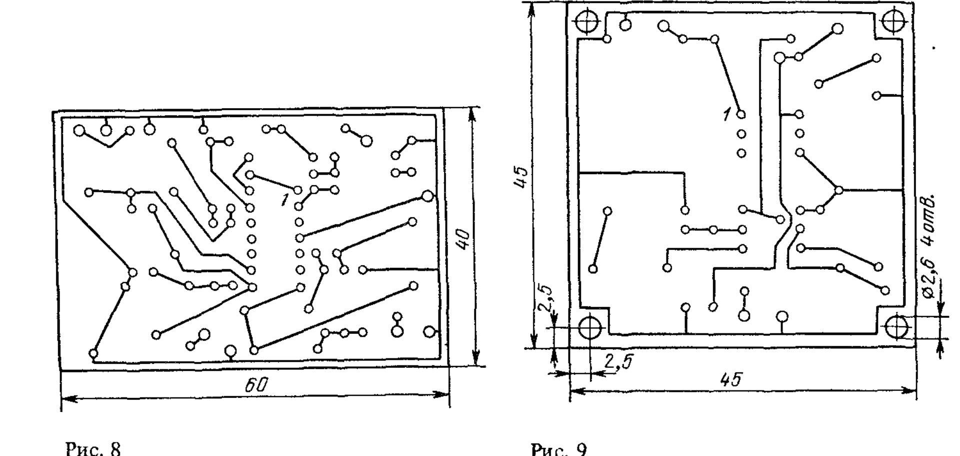


Рис. 8 Рис. 9

чивания, индикатор уровня записи, шумоподавитель и усилитель для стереотелефонов. Реле времени устанавливается на ЛПМ на том месте, где в некоторых моделях магнитофона „Весна-201-стерео" устанавливается плата управления бесколлекторным двигателем БДС-02М. Плата усилителя мощности закрепляется в непосредственной близости от громкоговорителя, теми же крепежными деталями, что и громкоговоритель.

Так как использование магнитофона „Весна-201-стерео" не обязательно, чертежи на вновь введенные детали, рисунки, показывающие расположение узлов и тому подобное, не приводятся.

Пять основных узлов стереомагнитофона-приставки выполнены на печатных платах из фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5 мм (рис. 8–12). Для шумоподавителя необходимо изготовить две платы. Для уменьшения уровня наводок усилитель воспроизведения помещен в экран из луженой жести. При изготовлении печатных плат в домашних условиях рекомендуется следующая технология, обеспечивающая, по мнению автора, минимальные затраты времени и высокую точность. При определенных навыках качество печатных плат, изготовленных по этой технологии, не уступает качеству заводских плат. Вначале рисунок печатной платы в масштабе 1 : 1 наносится на бумагу, желательно с миллиметровой масштабной сеткой. Затем бумага с рисунком печатной платы закрепляется на заготовке из фольгированного стеклотекстолита или другого материала с помощью клея, липкой ленты и т. д. Если необходимо изготовить несколько печатных плат, то требуемое количество заготовок из стеклотекстолита складывают в стопку и скрепляют между собой. Для закрепления заготовок и рисунка можно также использовать крепежные отверстия, имеющиеся в плате, конечно, предварительно разметив и просверлив их. После этого приступают к наиболее ответственному этапу – сверлению отверстий. От точности сверления отверстий во многом зависит качество печатной платы. Сверление производят через бумагу, сверлами требуемого диаметра. Для этого используют ручную дрель, но наилучшие результаты получаются при сверлении на специальных станках. После сверления отверстий приступают к нанесению на фольгу рисунка. Имея некоторые навыки, это можно делать без предварительной разметки, но во избежание ошибок целесообразно произвести предварительную разметку. Практика показала, что лучше всего для этой цели воспользоваться острозаточенным стержнем („чертилкой"), которым без нажима, чтобы не по-

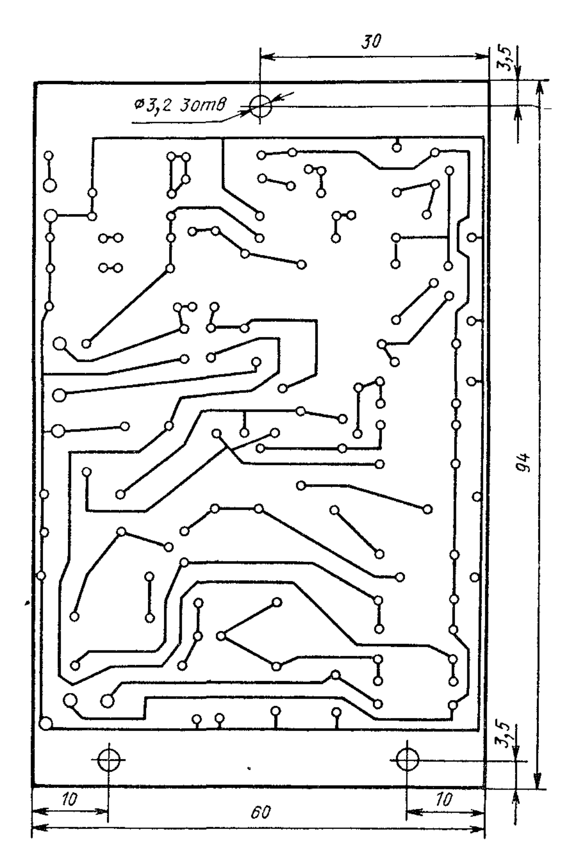


Рис. 10

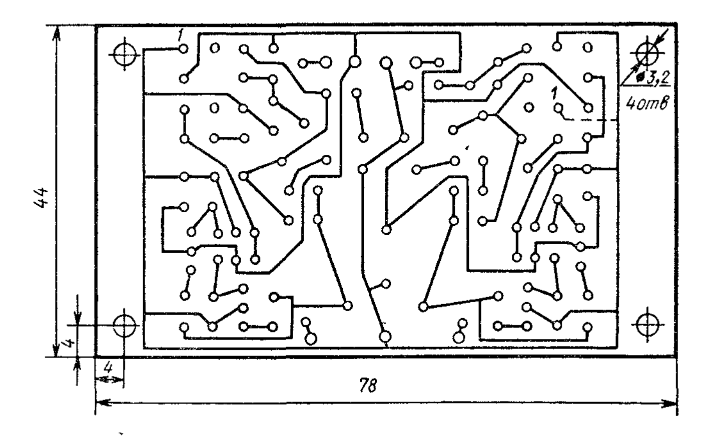


Рис. 11

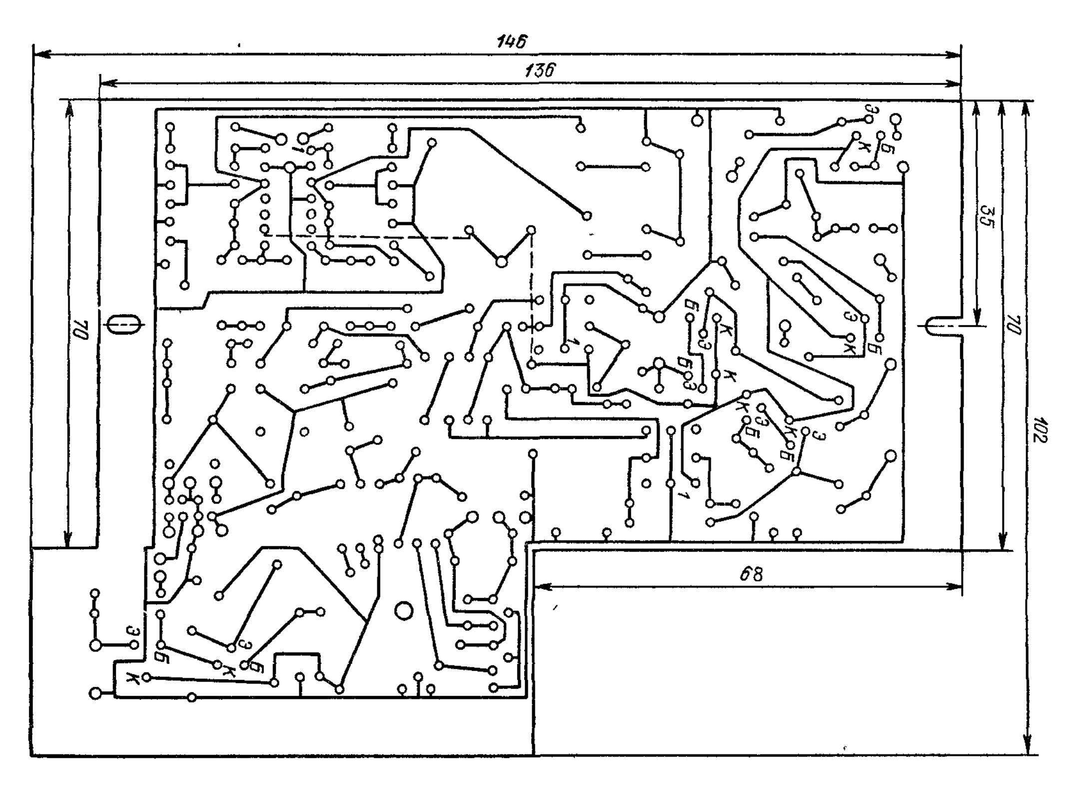


Рис. 12

вредить фольгу, наносятся линии, соединяющие просверленные отверстия на печатной плате в соответствии с рисунком. Бумажный „кондуктор", по которому производилось сверление, нужно, естественно, удалить. На предварительную обезжиренную, размеченную плату наносят рисунок. Наилучшие результаты получаются при нанесении рисунка обычной ученической ручкой, в качестве защитного слоя при этом следует применять краску БМКЧ (специальную краску, предназначенную для нанесения надписей на хлорвинил). Эта краска не вязка, но и не растекается по фольге, достаточно водостойка, но легко удаляется, позволяет наносить мелкие детали и проводники толщиной до 0,1 мм как вручную, так и с помощью чертежных инструментов. Краска имеет специфический запах, поэтому работать с ней нужно в проветриваемом помещении. После просыхания рисунок при необходимости можно отретушировать. Затем плата подвергается травлению в растворе хлорного железа обычным способом. После травления краску удаляют спиртом или другим растворителем. Описанная технология позволяет получить ровные, без рваных краев проводники, обеспечить высокую плотность монтажа. Изготовленные платы тщательно промывают, обезжиривают, проводники облуживают, устанавливают перемычки (на чертежах печатных плат они показаны штриховыми линиями) и радиодетали в соответствии с рис. 13–17.

Все печатные платы рассчитаны на установку малогабаритных постоянных резисторов мощностью 0,125–0,25 Вт, например типов МЛТ, МТ, С2-23 и т. п. Кроме постоянных резисторов использованы следующие детали:

Усилитель воспроизведения. Конденсаторы *С3, С5, С7* электролитические, типа К53-18 или К53-1А на рабочее напряжение не менее 15 В (*С3* – 6,3 В). Конденсаторы *С1, С2, С4, С6* – керамические, типа КМ-6Б, КМ-4Б, К10-47 и т. п. Температурный коэффициент емкости конденсаторов *С1* и *С4* определяет стабильность АЧХ усилителя воспроизведения и должен быть минимальным. Конденсаторы *С3* и *С7* установлены на печатной плате вертикально. Микросхема *А1* типа К548УН1А. Можно применить К157УЛ1А, LM381 и другие малошумящие сдвоенные усилители, но при этом придется изменить рисунок печатной платы, так как нумерация выводов у них другая.

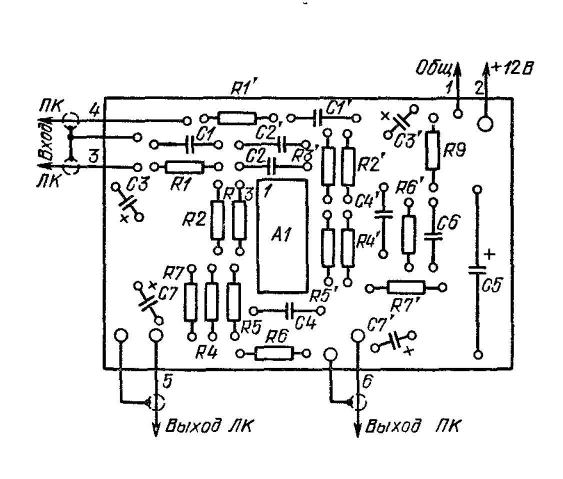


Рис. 13

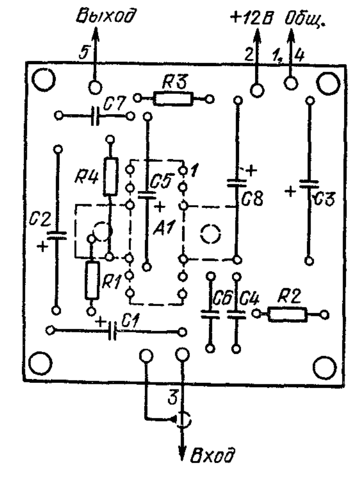


Рис. 14

Усилитель записи, генератор стирания и подмагничивания, индикатор уровня записи. Переменные резисторы *R10* и *R32* (4 шт.) типа СП4-1в, электролитические конденсаторы *C1, C3, C4, C7, C9, C14, C19* типа К53-18 или К53-1А. Рабочее напряжение конденсатора *C19* не ниже 6,3 В, а остальных 15 В. Конденсаторы *C3, C4, C7* (в одном из каналов) и *C14* установлены на печатной плате вертикально; конденсатор *C9* – между точками *1* и *2* печатной платы. Конденсатор *C8* – типа К73П; *C2, C5, C6, C10–C13, C15, C18, C20* и *C21* – КМ-6Б, К10-47 и т. п. Конденсаторы *C5, C6, C8, C12, C13, C16* и *C17* должны быть термостабильными, так как они определяют стабильность АЧХ усилителя записи, частоты генератора стирания и подмагничивания. Катушка фильтра-пробки *L1* намотана на каркасе фильтра промежуточной частоты от карманного радиоприемника „Сокол" до заполнения проводом ПЭВ-2 диаметром 0,06 мм. Возможно использование других аналогичных магнитопроводов, однако в этом случае придется соответственно изменить емкость конденсатора *C13*, чтобы обеспечить настройку фильтра-пробки в резонанс на частоту генератора стирания и подмагничивания. Трансформатор генератора стирания и подмагничивания *T1* намотан на кольце К16×10×4 из феррита М1500НМ. Его обмотка *1–2–3* имеет 125+125 витков провода ПЭЛШО 0,1, обмотка *4–5–6* 25+25 витков провода ПЭЛШО 0,3 и обмотка *6–7* 4 витка провода ПЭЛШО 0,3. Транзисторы *V1, V3, V6, V7, V10, V11* – любые кремниевые, *n-p-n*, среднечастотные с коэффициентом

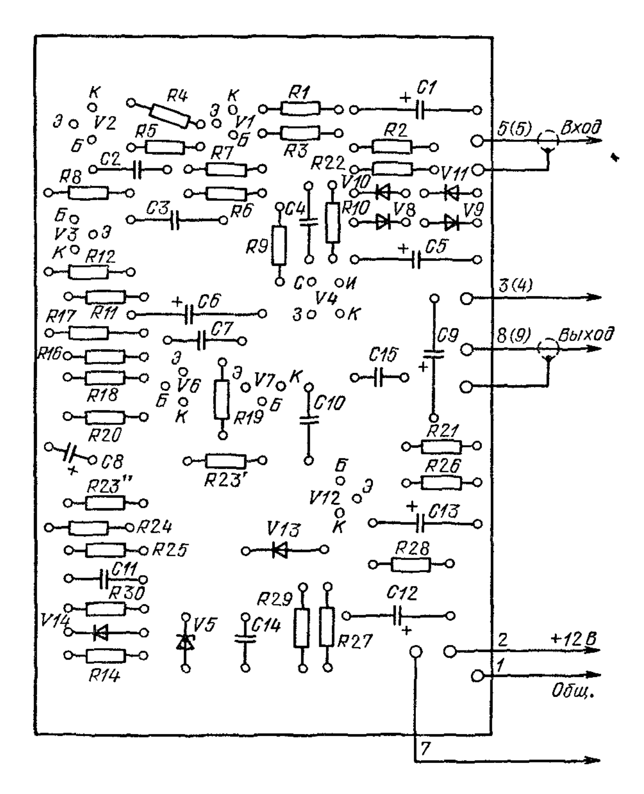


Рис. 15

$h_{21э}$ не менее 100, например КТ312В, КТ3102Б-Е, КТ373Б, КТ342Б, ВС107, ВС109 и т. д. Транзистор *V1* должен иметь минимальный уровень собственных шумов. Транзистор *V2 p-n-p* типа, желательно германиевый, с коэффициентом $h_{21э}$=30, ГТ403Б, ГТ402Б или аналогичный. Стабилитроны *V4* и *V5* типа КС139А, *V12* – КС133А. Можно использовать любые маломощные стабилитроны с напряжением стабилизации 3,9 и 3,3 В соответственно. Диоды *V8, V9* – любые маломощные кремниевые диоды, например КД522Б, КД503А и т. д. Микросхема *A1* – сдвоенный малошумящий усилитель типа К548УН1А или К548УН1Б, при соответствующей корректировке топологии печатной платы возможно использование сдвоенных малошумящих усилителей К157УЛ1 или LM381, *A2* – операционный усилитель типа К140УД8. Его можно заменить на μA740. Реле *K1* – герметичное малогабаритное типа РЭС-60, паспорт РС4.569.438. Можно применить любое малогабаритное реле, имеющее две группы переключающих контактов, рассчитанное на напряжение питания 12 В и способное коммутировать сигналы малой амплитуды, поступающие с универсальной магнитной головки.

Ш у м о п о д а в и т е л ь не критичен к типам применяемых радиодеталей. Электролитические конденсаторы *C1, C5, C6, C8, C9, C12, C13* – К53-18 или К53-1 на рабочее напряжение не ниже 15 В, возможно применение конденсаторов других типов, но при этом, по всей вероятности, придется изменить рисунок печатной платы. Конденсаторы *C2, C3, C4, C7, C10, C11* – КМ4, КМ-5, КМ-6, К10-17, К10-47 или аналогичные, *C14* и *C15* – К73П-3 (можно использовать КМ-6, К10-47 и т. д.). Вместо стабилитрона КС170А можно применить стабилитроны КС168А, КС156А или любые другие с напряжением стабилизации 5,5 . . . 7,5 В. Диод *V14* обязательно должен быть германиевым, например Д9, ГД507А, ГД402А, Д18 и т. д. Остальные диоды – любые кремниевые маломощные (КД103А, КД522Б и т. п.). Транзисторы *V6* и *V7* должны быть малошумящими, например КТ3102 Б–Е и КТ3107 Д–Л соответственно. Возможно применение и других транзисторов: КТ315 Б, Г, Е, КТ342 Б, В, КТ373 Б, В, КТ361 Б, Г, Е и аналогичных со статическим коэффициентом передачи тока $h_{21э}$ больше 200, однако

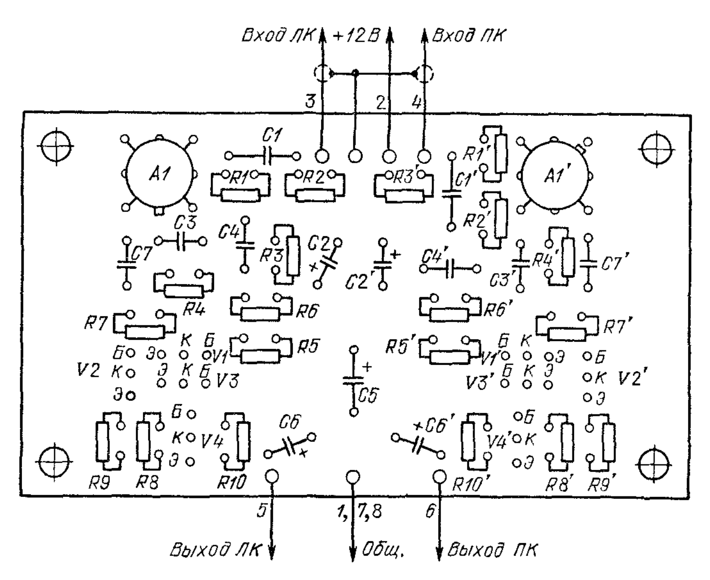


Рис. 16

в этом случае могут возрасти нелинейные искажения и уровень шума. Транзисторы *V1–V3* и *V12* любые кремниевые среднечастотные структуры *n-p-n* с коэффициентом $h_{21Э}$ больше 100 (транзистор *V12* должен иметь $h_{21Э}$ не менее 150).

Параметры полевого транзистора *V4* влияют на работу шумоподавителя в наибольшей степени. Лучшие результаты получены с транзистором КП302А. Его можно заменить транзистором КП307 Б, В. Для получения идентичных регулировочных характеристик по обоим каналам необходимо отобрать два полевых транзистора с одинаковыми напряжениями отсечки и начальными токами стока. В этом случае регулировать порог срабатывания шумоподавителя можно одинарным переменным резистором, а элементы *R14, V5* на одной из плат можно не устанавливать. Резистор *R13* необходим в тех случаях, когда при включении и выключении шумоподавителя в громкоговорителе прослушиваются щелчки, связанные с перезарядом конденсатора *C6*. Диапазон регулирования порога срабатывания шумоподавителя можно при необходимости сузить, включив последовательно с переменным резистором *R8* постоянный резистор *R15*.

Усилитель для стереотелефонов. Все резисторы мощностью 0,125–0,25 Вт типов МЛТ, МТ, С2-23, С3-34 и т. п. Для экономии места все они установлены вертикально, но при соответствующей формовке выводов могут быть установлены горизонтально. Конденсаторы *C1, C3, C4, C7* – керамические, типов КМ-6Б, К10-47. Электролитические конденсаторы *C3, C5* и *C6* – типов К53-18, К53-1А и т. п., с рабочим напряжением не ниже 15 В, на печатной плате они установлены вертикально. Микросхема *A1* – операционный усилитель типа К140УД8, который можно заменить на μА740. Транзисторы *V1* и *V4* – КТ361Е, *V2, V3* – КТ315Е, можно применить любые кремниевые маломощные транзисторы соответствующей структуры с коэффициентом $h_{21Э} \geqslant 50$.

Усилитель мощности. Резистор *R4* – МОН-0,5, остальные – любого типа, мощностью 0,125–0,25 Вт. Конденсаторы *C4, C6, C7* – керамические, КМ-6Б, К10-47 или аналогичные. Электролитические конденсаторы *C1–C3, C5* – К53-18 или К53-1А на рабочее напряжение не ниже 15 В. Микросхема *A1* – типа К174УН7, можно также применить любой усилитель мощности, обеспечивающий выходную мощность не менее 1 Вт при напряжении питания 12 В и сопротивлении громкоговорителя 4 . . . 8 Ом, например ТВА810. Микросхема *A1* установлена на печатную плату не совсем обычно – со стороны печатных проводников. Это сделано для того, чтобы упростить установку на микросхему радиатора, необходимого для отвода избытка тепла.

Реле времени. Все резисторы мощностью 0,125–0,25 Вт, любого типа. Конденсатор *C1* типа К53-18 или К53-1А, можно использовать любой электролитический конденсатор с малым током утечки на рабочее напряжение не ниже 15 В. Микросхема *A1* – интегральный компаратор напряжения типа К521СА3, можно применить LM111 без каких-либо изменений схемы. При отсутствии компаратора можно использовать обычный операционный усилитель. Транзистор *V1* – любой кремниевый маломощный, *n-p-n* типа. Диод *V2* – любого типа. Реле *K1* – типа РЭ6-60, паспорт РС4.569.438, возможно применение любого малогабаритного реле, рассчитанного на напряжение питания 12 В. Монтаж реле времени некритичен, может быть как печатным, так и объемным.

Часть радиоэлементов стереомагнитофона-приставки монтируется непосредственно в корпусе. Универсальная магнитная головка *E1* стеклоферритовая типа СК-441 имеет следующие параметры:

индуктивность 140 мГн на частоте 10 кГц;

ток записи не более 60 мкА;

ток подмагничивания не более 0,4 мА на частоте 55 кГц;

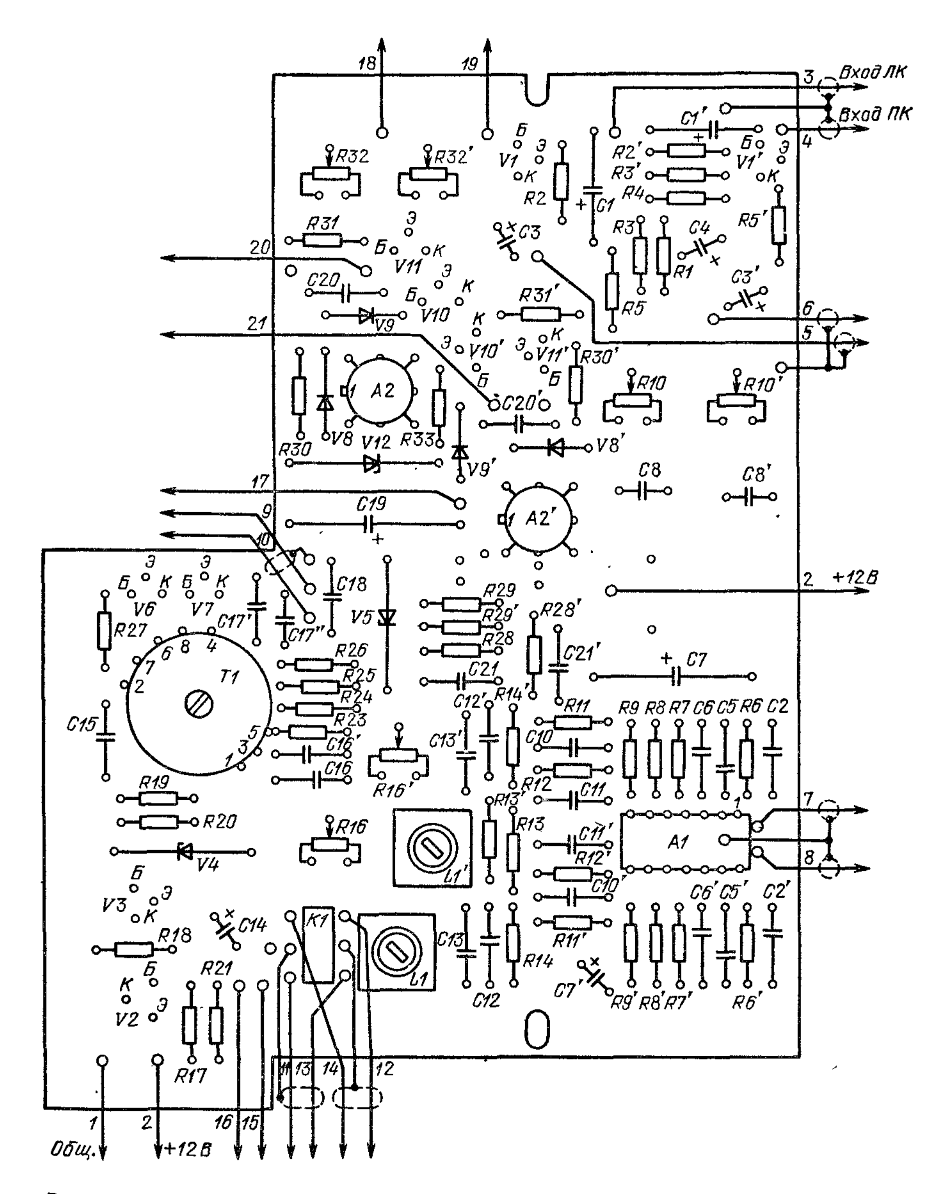


Рис. 17

сопротивление постоянному току не более 300 Ом;
выходное напряжение не менее 0,3 мВ на частоте 330 Гц.

Вместо нее может быть применена практически любая универсальная головка от кассетного стереофонического магнитофона. Автором опробованы головки 3Д24Н.21.0 „Маяк", универсальные головки от кассетных стереомагнитофонов „Вес-

на" и „Вильма". Основное отличие магнитных головок (помимо режимных особенностей) – в износостойкости. Именно из этих соображений применена стеклоферритовая головка.

Стирающая головка *E2* типа 3С124.21.0 от магнитофона „Весна-201-стерео". Возможно применение любой стирающей головки, если ее индуктивность находится в пределах 0,3 . . . 1 мГн. Гнезда *X1–X3* стандартные пятиштырьковые типа СГ-5 или аналогичные. Резисторы *R1* и *R2* любого типа мощностью 0,125–0,25 Вт, *R3–R8* – переменные резисторы типа СП3-23а с обратной логарифмической зависимостью сопротивления. Индикаторы уровня записи типа М476/3с от магнитофона „Весна-201-стерео". Электролитические конденсаторы *C1* и *C2* типа К53-18; К53-1А, *C3, C6* – К50-6, К50-16, К50-24, на напряжение не менее 15 В. Чтобы обеспечить слуховой контроль записи, необходимо подать сигнал с усилителя записи на усилитель мощности. Проще всего это можно сделать, включив резистор сопротивлением 150 кОм . . . . . . 1 МОм между точкой *3* платы усилителя мощности и точкой *7* платы УЗГИ. При желании функции усилителя мощности можно расширить, обеспечив слуховой контроль воспроизведения и записи как в левом, так и в правом каналах. Для этого необходимо дополнить магнитофон еще одним каскадом – сумматором. Его можно выполнить на операционном усилителе по известной схеме суммирующего усилителя на четыре входа. Входы сумматора необходимо соединить с движками переменных резисторов *R3–R6*, а выход – с точкой *3* платы усилителя мощности. В режиме воспроизведения в этом случае можно прослушивать оба канала одновременно (моно-режим), а также левый и правый канал раздельно, а в режиме записи – оба канала одновременно. Не следует при этом забывать, что положение движков потенциометров *R3–R6* при этом определяет не только режим слухового контроля, но и соответствующие уровни сигналов на линейном выходе или в тракте записи.

Соединение плат между собой производится монтажными проводниками минимальной длины. Соединение универсальной и стирающей головок с платой УЗГИ необходимо производить гибкими экранированными проводниками. Для этой цели автор использовал два свитых одножильных проводника марки ПЭЛШО диаметром 0,25 мм, помещенных в экран, поверх которого для изоляции одета поливинилхлоридная трубка. Свитые проводники с соблюдением фазировки припаиваются с одной стороны к универсальной головке, а с другой – к соответствующим контактам реле. Экран заземляется на плате УЗГИ. Кассетные магнитофоны в значительной степени подвержены наводкам с частотой сети и ее гармоник, поэтому качеству заземления проводников и плат нужно уделить должное внимание. При питании стереомагнитофона от сети уровень пульсации источника питания не должен превышать 5 мВ. Все платы в этом случае целесообразно заземлить в одной точке, например на отрицательном выводе одного из конденсаторов *C3–C6*. Все металлические части корпуса и лентопротяжного механизма также должны быть заземлены. Если принятых мер окажется недостаточно и в громкоговорителях будет прослушиваться фон с частотой 100 Гц – необходимо экспериментально подобрать точки заземления плат, попытаться соединить между собой земляные точки плат и т. п. Наличие фона с частотой 50 Гц свидетельствует о наводках на усилитель магнитофона. Как правило, такие наводки возникают от близко расположенных силовых трансформаторов и сетевых проводов, а иногда даже от электропроводки помещения. В последнем случае магнитофон следует расположить в другом месте.

Налаживание стереомагнитофона-приставки начинают с регулировки ЛПМ, так как при неправильно отрегулированном ЛПМ получить хорошие параметры магнитофона невозможно. Перед началом регулировки ЛПМ следует тщательно осмотреть, очистить от пыли и старой смазки, в соответствии с кинематической схемой магнитофона нане-

сти новую смазку. Затем следует убедиться в нормальной работе ведущего электродвигателя и вспомогательных двигателей (если они имеются). Затем ЛПМ включают на холостой ход (без кассеты) и проверяют работу приемного и подающего узлов, а также узлов тонвала и прижимного ролика. Вращение должно происходить равномерно, без рывков и остановок, а осевые люфты должны находиться в пределах допусков. Для ЛПМ кассетного магнитофона „Весна-201-стерео" осевые люфты валов промежуточного узла и узла тонвала должны находиться в пределах 0,1 . . . 0,2 мм. При необходимости регулировки люфта производят вывинчиванием или ввинчиванием подпятников валов. Затем производят проверку и, при необходимости, регулировку перемещения каретки с магнитными головками *E1* и *E2*. Плоскость каретки должна быть параллельна основанию лентопротяжного механизма, люфты должны отсутствовать, каретка должна легко перемещаться взад–вперед и надежно, без люфта, фиксироваться в крайних положениях. Прижимной ролик должен легко вращаться, его боковая поверхность должна быть строго параллельна оси тонвала. Усилие прижима ролика к тонвалу должно быть в пределах 30 . . . 35 Н. Убедившись в нормальной работе ЛПМ на холостом ходу, приступают к предварительной установке магнитных головок и проверке фиксации кассеты. Кассета должна надежно, без люфта и перекосов, фиксироваться в ЛПМ, ее плоскость должна быть параллельна основанию ЛПМ. Затем регулируют положение магнитных головок. Для этого на ЛПМ устанавливают кассету (желательно без ленты) и, нажав клавишу „Рабочий ход", проверяют и, если необходимо, изменяют положение магнитных головок таким образом, чтобы они были расположены симметрично в соответствующих проемах кассеты. Стирающая головка *E2* должна входить в кассету на 3,4 . . . 3,8 мм, а универсальная *E1* на 3,3 . . . 3,6 мм. Далее регулируют положение магнитных головок по высоте, вначале, визуально, добиваясь симметричного положения головок по высоте в соответствующих проемах кассеты, а затем в режиме рабочего хода с помощью кассеты с магнитной лентой. Лента должна двигаться равномерно, без рывков, края ее не должны деформироваться направляющими штырями головок, узел тонвала лента должна проходить, не изменяя своего положения по высоте, „выталкивание" ленты прижимным роликом должно отсутствовать. В заключение проверяют скорость движения ленты любым из известных методов и регулируют усилия, прикладываемые к ленте в режиме рабочего хода и перемотки

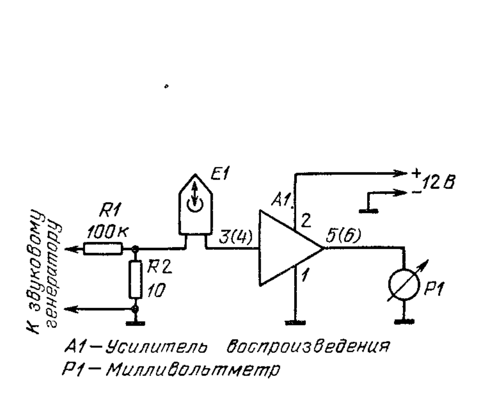


Рис. 18

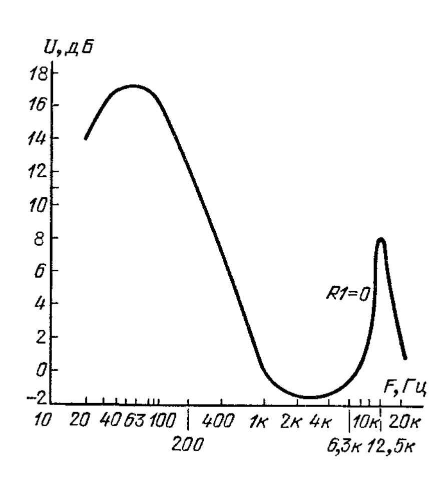


Рис. 19

с помощью динамометра или измерительной кассеты [4]. Усилия должны соответствовать типу применяемой ленты.

На втором этапе налаживания магнитофона производят настройку отдельных функциональных узлов-плат, убедившись предварительно в отсутствии монтажных ошибок.

Настройка усилителя воспроизведения заключается в подборе емкости конденсатора *C1* и проверке АЧХ. Для этого усилитель воспроизведения включают по схеме рис. 18. Установив частоту звукового генератора примерно 13 кГц, подбором конденсатора *C1* добиваются резонанса входной цепи на этой частоте. Для повышения точности настройки в резонанс вместо резистора *R1* на плату усилителя воспроизведения ставят перемычку. Настроив входную цепь в резонанс, проверяют АЧХ в диапазоне частот. Примерный вид этой характеристики приведен на рис. 19. Если отклонения АЧХ от рис. 19 невелики – настройку усилителя воспроизведения можно считать законченной, в противном случае необходимо отыскать неисправный элемент и заменить его на заведомо годный. Если отклонения резисторов и конденсаторов от номинальных значений, указанных на схеме, не превышают ±5%, а универсальная головка *E1* исправна – требуемая АЧХ получается автоматически. Коэффициент усиления на частоте 1 кГц должен лежать в пределах 800 . . . 1000 (58 . . . 60 дБ). Если индуктивность универсальной головки значительно отличается от 140 мГн, требуемое значение емкости конденсатора *C1* предварительно определяют из условия резонанса на частоте 12,5 кГц: C (пФ) = $162/L$ (мГн). Подбор сопротивления резистора *R1* производится в процессе окончательной регулировки магнитофона. В некоторых случаях, чаще всего при замене микросхемы К548УН1А аналогом, может потребоваться корректировка режима работы микросхемы по постоянному току. В этом случае изменяют в небольших пределах сопротивление резистора *R7*, добиваясь, чтобы постоянное напряжение на выходе микросхемы лежало в пределах 4. . . 8 В. При настройке усилителя, как, впрочем, и других узлов желательно контролировать форму выходного сигнала осциллографом во избежание получения неверных результатов из-за ограничения или искажения сигнала, возникновения паразитной генерации и т. д.

Перед настройкой платы усилителя записи, генератора стирания и подмагничивания, индикатора необходимо проверить наличие перемычек (на чертеже печатной платы они показаны пунктирными линиями). Затем отключают генератор стирания и подмагничивания, это можно сделать, сняв с печатной платы резистор *R27*.

Для настройки усилителя записи его включают по схеме рис. 20. Вначале необходимо правильно установить рабочую точку транзистора *V1* и микросхемы *A1*. Для этого подают сигнал со звукового генератора непосредственно на вход усилителя записи (точки 3, 4), минуя двигатель *R1*, *R2* (рис. 20). Амплитуду входного сигнала

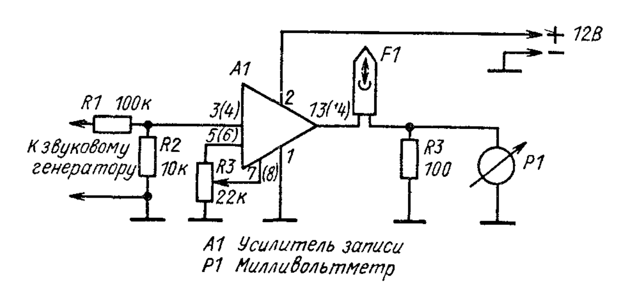


Рис. 20

частотой 1 кГц увеличивают до тех пор, пока сигнал иа эмиттере транзистора *V1* не начнет ограничиваться (форму сигнала контролируют осциллографом). Подбором сопротивления резистора *R1* (рис. 4) добиваются симметричного ограничения (резистор *R1* является общим для обоих каналов, поэтому форму сигнала на эмиттере транзистора *V1* необходимо поочередно проверить как в левом, так и в правом канале). Затем устанавливают рабочую точку микросхемы *A1*. Осциллограф переключают иа выход микросхемы *A1* (вывод *7* или *8*) и, изменяя сопротивление резистора *R8*, добиваются симметричного ограничения сигнала как в левом, так и в правом каналах. Далее приступают к проверке АЧХ усилителя записи. Амплитуду входного сигнала уменьшают до значения, при котором в диапазоне частот 20 Гц . . . 20 кГц ограничения выходного сигнала на выходе микросхемы нет. Измерение АЧХ производится обычным способом. Примерный вид характеристики показан на рис. 21. Заштрихованная область соответствует различным положениям движка перемеиного резистора *R10*. В крайнем положении движка ($R10 = 0$) возможно возникновение генерации усилителя записи, поэтому в процессе измерений форму выходного сигнала следует контролировать осциллографом. Частота „резонанса" f_0 определяется резисторами *R6, R7* и конденсаторами *C5, C6* и приближенно может быть определена из уравнения:

$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{R_6 R_7 C_5 C_6}} .$$

Настройку в резоианс целесообразно производить подбором конденсаторов *C5, C6*. При необходимости можно варьировать „добротность", изменяя в небольших пределах сопротивление резистора *R7*. На форму АЧХ в области высоких и средних частот влияет также емкость конденсатора *C8*. Подъем на низких частотах зависит от емкости конденсатора *C10*. Однако изменять значения этих элементов следует только в том случае, если форма АЧХ существенно отличается от рис. 21, а максимальный коэффициент усиления на частоте 1 кГц лежит вне пределов 10 . . . 14.

Налаживание генератора стирания и подмагничивания начинают с проверки стабилизатора напряжения, выполненного на транзисторах *V2* и *V3*. Подбирая сопротивление резистора *R20*, устанавливают выходное напряжение стабилизатора равным примерно 7 В. После этого на печатную плату устанавливают снятый ранее резистор *R27* и подключают стирающую головку *E2*. Наличие колебаний проверяют, подключив осциллограф между общим проводом и одним из выводов стирающей головки (выводы *9* или *10* на плате). При отсутствии колебаний необходимо поменять местами выводы *7* и *8* обмотки *III* трансформатора *T1*. Добившись возникновения колебаний, частотомером или, в крайнем случае, осциллографом измеряют частоту генерации. Она должна иаходиться в пределах от 55 до 65 кГц. При необходимости изменить частоту генерации подбирают конденсатор *C17* с другой емкостью. При исправных деталях генератор стирания и подмагничивания начинает работать сразу, а форма колебаний на экра-

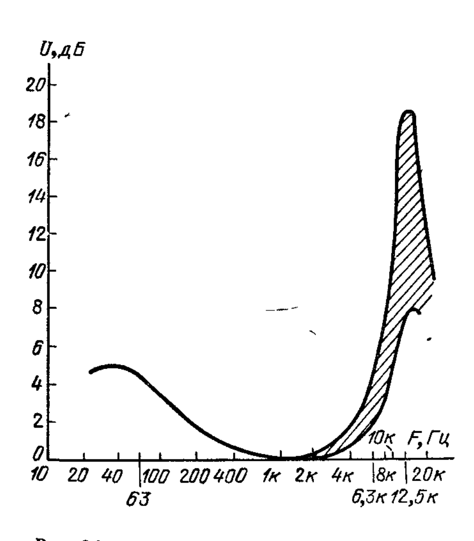


Рис. 21

3 Зак. 240

не осциллографа не содержит видимых глазом искажений. Затем настраивают фильтр-пробку *L1C13*. Осциллограф подключают к точке соединеиия конденсаторов *C12* и *C13* и, вращая подстроечник катушки индуктивности *L1*, добиваются минимума сигнала в обоих каналах. Если происходит монотонное изменение уровня сигнала, а минимум отсутствует – необходимо подобрать емкость конденсатора *C13*. В заключение необходимо проверить работоспособность индикатора уровня записи. Для этого индикаторы *P1* и *P2* подключают к точкам *17–18* и *17–19* платы. На вход усилителя записи подают сигнал с частотой 1 кГц такой амплитудой, чтобы иа входе индикатора (точка соединения конденсаторов *C11* и *C21*) уровень сигнала составлял примерно 1 В. Вращая движок переменного резистора *R32* (при необходимости подбирая при этом резистор *R34*), устанавливают поочередно в каждом канале стрелку индикатора на отметку, соответствующую номинальному уровню записи (0 дБ). Плавно уменьшают амплитуду входного сигнала, показания индикатора уровня записи при этом должны соответственно уменьшиться. Необходимо также убедиться в надежном срабатывании реле *K1*, корректируя, при необходимости, резистор *R21*.

Налаживание шумоподавителя иачинают с проверки работоспособности основного канала. Для этого отключают управляющий канал шумоподавителя, установив движок переменного резистора *R8* (рис. 1) в нижнее (по схеме) положение, и подают на вход сигнал частотой 1 кГц. Амплитуду сигнала увеличивают до тех пор, пока не начнется его ограничение на выходе устройства. Подбором резистора *R1* необходимо добиться симметричного ограничения. Уменьшив затем амплитуду входного сигнала до номинального зиачения (0,25 . . . 0,5 В), измеряют коэффициент передачи шумоподавителя. Если ои отличается от 1 , необходимо подобрать резистор *R12*. В заключение проверяют АЧХ основного канала. При исправных деталях она должна быть линейной в диапазоне частот 20 Гц . . . 20 кГц.

Затем приступают к настройке управляющего канала. Выпаяв из платы полевой транзистор *V4*, на вход шумоподавителя подают сигнал частотой 5 кГц и увеличивают его амплитуду до тех пор, пока на коллекторе транзистора *V7* он не начнет ограничиваться. Подбором резистора *R16* нужно добиться симметричного ограничеиия. Затем уменьшают сигнал настолько, чтобы на коллекторе транзистора *V12* он только начинал ограничиваться. Симметричного ограничения добиваются подбором резистора *R23*. Режим работы этого каскада наиболее критичен, поэтому резистор *R23* необходимо подобрать наиболее тщательно (желательно составить его из двух последовательно включенных резисторов).

Затем проверяют работоспособность детекторного каскада. Для этого изменяют амплитуду входного сигнала и, контролируя постоянное напряжение на выходе детектора и форму сигнала на коллекторе транзистора *V12*, убеждаются в том, что в пределах линейного участка работы транзистора *V12* (сигнал на его коллекторе не ограничен) выходное (постоянное) напряжение детектора изменяется в соответствии с входным. Далее устанавливают на плату транзистор *V4* и подают на вход шумоподавителя сигнал частотой 5 кГц и уровнем – 35 дБ относительио иоминального. Движок переменного резистора *R8* устанавливают в положение, в котором сигнал на выходе шумоподавителя начинает уменьшаться. Изменяя уровеиь входного сигнала, снимают амплитудную характеристику устройства; при исправных деталях и правильной настройке она должна быть такой, как на рис. 22. В заключение снимают АЧХ шумоподавителя при уровнях входного сигнала от 0 до –50 дБ. Полученное семейство кривых должно соответствовать изображенным на рис. 23. При неточной установке движка резистора *R8* семейство характеристик может быть смещено по оси амплитуд вверх или вниз, однако характер кривых должен быть таким, как на рис. 23.

Налаживание реле времени заключается в подборе такого значения емкости конденсатора *C1*, при котором время задержки включения составляет примерно 6 с.

Усилитель мощности и усилитель для стереотелефонов особенностей не имеют и налаживаются обычным способом.

После того как все функциональные узлы магнитофона проверены и налажены, а магнитные головки очищены от пыли, производят окончательную сборку магнитофона, устанавливают платы и приступают к окончательной настройке магнитофона. В первую очередь настраивают канал воспроизведения. Для этого потребуется тест-фильм промышленного производства или записанный на заведомо исправном магнитофоне высокого качества. Он должен содержать три части – первая часть должна содержать сигнал частотой 10 кГц, записанный с уровнем –20 дБ, вторая – набор фиксированных частот от 20 Гц и, желательно, до 20 кГц (некоторые тест-фильмы, например по DIN 45500 содержат набор частот до 10 кГц), записанных с уровнем –20 дБ с разбросом уровней не более ±1 дБ, и, наконец, третья часть – сигнал частотой 333 или 400 Гц, записанный с номинальным уровнем 0 дБ.

Первая часть тест-фильма используется для правильной установки универсальной головки, при которой ее рабочие зазоры будут строго перпендикулярны направлению движения ленты. Это можно сделать по максимуму выходного сигнала при воспроизведении частоты 10 кГц (выходной сигнал при этом необходимо контролировать осциллографом, на слух эту операцию произвести практически невозможно). Однако точность установки при таком методе невелика. Кроме того рабочие зазоры стереофонической универсальной головки не всегда строго параллельны, в результате чего в каналах магнитофона возникает дополнительный фазовый сдвиг, который является нежелательным. Непосредственное измерение разности фаз в каналах затруднено из-за паразитной амплитудной модуляции сигнала, вызванной неидеальностью лентопротяжного механизма и ленты. Хороший результат можно получить, если воспользоваться следующей методикой [5]. Сигнал в одном из каналов сдвигают на 180° (например, перепаяв временно выводы одной из половин универсальной головки или любым другим способом), а затем сигналы обоих каналов складывают. При правильной установке универсальной головки выходной сигнал будет равен нулю на всех частотах. Паразитная амплитудная модуляция в этом случае влияет слабо: минимум сигнала всегда регистрируется четко. Если первоначальное положение головки далеко от опти-

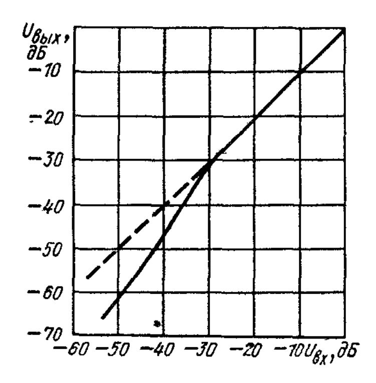


Рис. 22

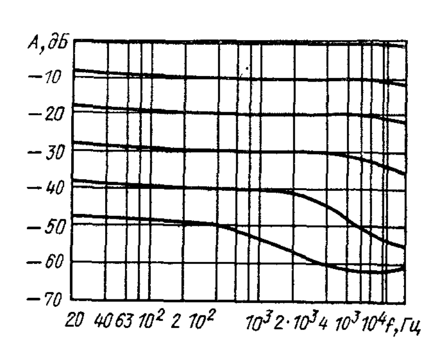


Рис. 23

мального, установку головки необходимо начинать при воспроизведении низких частот (зависимость выходного сигнала от угла перекоса головки на высших частотах помимо основного минимума имеет ряд боковых, на которые можно ошибочно настроиться, если попытаться установить головку сразу по высокочастотному сигналу). Окончательную юстировку универсальной головки производят на частоте 10 кГц. По окончании регулировки положения головки необходимо восстановить правильные фазовые соотношения между каналами (убрать дополнительно введенный фазовый сдвиг 180°). Затем снимают АЧХ магнитофона при воспроизведении второй части тест-фильма. Чрезмерный подъем на частоте резонанса входной цепи усилителя воспроизведения убирают подбором сопротивления резистора *R1*. Если неравномерность АЧХ в диапазоне частот 63 Гц . . . 12,5 кГц не превышает ±2 дБ, настройку усилителя воспроизведения можно считать законченной. Какие-либо дополнительные регулировки обычно не требуются. В исключительных случаях, если форма АЧХ существенно отличается от требуемой, форму АЧХ на высоких частотах можно откорректировать, подбирая резистор *R3* (при этом будет изменяться высокочастотная постоянная времени *R3C4*), а на низких – резистор *R5*. Коэффициент усиления устанавливают резистором *R2*.

Далее производят налаживание тракта записи магнитофона. В первую очередь устанавливают режим генератора стирания и подмагничивания. Для этого производят стирание какой-либо записи, сделанной с максимальным уровнем. Если уровень стирания недостаточен, увеличивают напряжение питания генератора подбором сопротивления резистора *R20*. Добившись нормального стирания, приступают к регулировке тракта записи. Вначале необходимо получить такую АЧХ тракта, при которой сквозная АЧХ магнитофона имеет минимальную неравномерность в рабочем диапазоне частот. Амплитудно-частотная характеристика всего тракта записи определяется, как известно, АЧХ усилителя записи и значением тока подмагничивания. При этом для каждого тока подмагничивания можно, в принципе, найти такую АЧХ усилителя записи, при которой сквозные характеристики будут удовлетворительными, однако динамический диапазон и шумовые характеристики будут далеки от оптимальных значений. Оптимальная настройка тракта записи достаточно сложна и трудоемка, требует определенных навыков. Автор производит регулировку следующим способом. После подстройки фильтров-пробок необходимо снять зависимость уровня выходного сигнала от величины тока подмагничивания на частоте 5 кГц. Уровень записи при этом должен быть ниже номинального на 10 . . . 20 дБ. Полученная зависимость имеет четко выраженный максимум. В случае применения лент из окиси железа (а именно на них и рассчитан описываемый магнитофон) нужно установить ток подмагничивания на одну треть больший, чем значение, соответствующее максимальной отдаче на частоте 5 кГц. Этот ток и является оптимальным. Затем необходимо выровнять АЧХ в области высших частот (10 . . . 12,5 кГц). Для этого делают пробные записи на частотах 333 . . . 400 Гц и 10 . . . 12 кГц и устанавливают переменный резистор *R10* в такое положение, при котором амплитуда выходного сигнала примерно одинакова в обеих точках. Не изменяя уровня записи производят снятие сквозной АЧХ магнитофона в диапазоне частот 20 Гц . . . 20 кГц. Как правило, неравномерность АЧХ в диапазоне 63 Гц . . . 12,5 кГц не превышает ±3 дБ. При необходимости можно в небольших пределах изменить ток подмагничивания или сопротивление переменного резистора *R10*. В тех случаях, когда при тщательной регулировке получить удовлетворительную АЧХ все же не удается, можно рекомендовать экспериментальный подбор элементов *C5*, *R7*, *C8* с другими номинальными значениями, если АЧХ неудовлетворительна в области высших частот, *C8* – если отклонение на средних (5 . . . 8 кГц) частотах и

C10 – если на низких. Можно также попытаться найти оптимальное значение тока подмагничивания любым другим, отличающимся от рекомендованного выше, способом. Далее необходимо установить номинальный уровень записи. С помощью тест-фильма определяют амплитуду выходного сигнала, соответствующую 0 дБ на частоте 333 . . . . . . 400 Гц, затем производят пробные записи на этой частоте, добиваясь такой же амплитуды выходного сигнала. В процессе пробных записей необходимо контролировать форму выходного сигнала, так как при неправильно выбранном токе подмагничивания выходной сигнал будет сильно искажен, а уровня 0 дБ достичь не удается. Если максимально достижимый неискаженный уровень выходного сигнала значительно меньше 0 дБ (на 2 . . . 3 дБ), необходимо повторить регулировку магнитофона при большем токе подмагничивания.

В заключение производят калибровку индикатора уровня записи. При входном сигнале, соответствующем номинальному уровню записи, вращая движок переменного резистора *R32*, устанавливают стрелку индикатора уровня записи в положение 0 дБ. Если пределов регулировки *R32* не хватает, подбирают резистор *R34*.

После настройки тракта запись – воспроизведение производят окончательную регулировку шумоподавителя *(при всех предыдущих операциях шумоподавитель должен быть отключен!)*. Для этого понадобится фонограмма, содержащая разнообразные фрагменты и записанная с достаточно высоким качеством. Нажатием кнопки *S4* „Шумоподавитель" включают его, затем начинают воспроизводить фонограмму. В начальный момент движок переменного резистора *R8* (рис. 1) должен быть установлен в крайнее нижнее (по схеме) положение. Во время паузы между фрагментами фонограммы перемещают движок резистора до тех пор, пока не исчезнет характерный высокочастотный шум, а с началом музыкальной программы оценивают качество подавления шума – при необходимости уточняют порог срабатывания шумоподавителя. При воспроизведении фонограмм высокого качества и правильно настроенном шумоподавителе не должно быть никаких заметных на слух искажений, а эффект снижения шума в паузах должен быть хорошо заметен.

На этом регулировку магнитофона можно считать законченной. По описанной схеме были изготовлены и экспериментировались в течение ряда лет несколько образцов магнитофона. При совместной работе с высококачественными акустическими системами и УЗЧ качество звучания, по субъективному восприятию, было близко к звучанию дорогих и сложных аппаратов.

При желании можно попытаться улучшить некоторые параметры магнитофона. Уровень собственных шумов усилителя воспроизведения можно снизить, добавив на вход один каскад усиления на малошумящем биполярном транзисторе *п-р-п* или *р-п-р* типа (например, КТ3102Д, Е или КТ3107 с коэффициентом усиления примерно 10 . . . 15), цепочку R1C1 при этом необходимо перенести на вход, в базовую цепь транзистора. Для сохранения уровня выходного сигнала нужно будет установить резистор *R2* с большим сопротивлением. Еще большего снижения шумов можно достигнуть, если выполнить первый каскад не на одиночном, а на 2 . . . 4 параллельно включенных транзисторах. Если предполагается использовать магнитные ленты из двуокиси хрома, можно предусмотреть изменение постоянной времени, например переключением конденсатора *C4*. В последнем случае понадобятся соответствующие изменения и в усилителе записи, а также переключение тока подмагничивания.

Чувствительность усилителя записи составляет примерно 100 мВ. При необходимости ее можно повысить до требуемого значения, добавив усилительный каскад на

малошумящем транзисторе. При желании можно повысить частоту генератора стирания и подмагничивания до 70 . . . 80 кГц, но при этом затрудняется регулировка тока подмагничивания. Расширить диапазон регулировки тока подмагничивания можно, включив переменный резистор *R16* потенциометром.

Большие возможности для экспериментов представляет шумоподавитель. В простейшем случае можно попробовать изменять постоянные времени цепи управления, изменяя в ту или иную сторону номиналы элементов *R29C14, R30C15*. Интересные результаты можно получить, изменяя АЧХ управляющего канала (уменьшением, например, постоянной времени цепи *C3R10*) или, что еще интереснее, АЧХ усилительного каскада на транзисторе *V12*. В последнем случае на входе этого каскада можно установить дополнительный фильтр, частота среза и крутизна АЧХ которого могут варьироваться в широких пределах. Можно также модернизировать детекторный каскад, применив, например, активный детектор средних или пиковых значений.

При разработке магнитофонов всегда есть место для эксперимента. Хорошие результаты можно получить и от применеиия простых схем, не увлекаясь сложными, дорогостоящими устройствами.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Кудрин И.** Устройства шумоподавления в звукозаписи. – Радио, 1974, № 9, с. 56–59.
2. **Солнцев Ю.** Простой шумоподавитель. – Радио, 1983, № 4, с. 56–59.
3. **Ли К.** Устройство для автоматической установки тока подмагничивания. – Радио, 1983, № 1, с. 28–29.
4. **Уваров А.** Измерительная кассета. – Радио, 1979, № 6, с. 48.
5. **Григорьев Б.** Стереомагиитофон-приставка. – Радио, 1983, № 2, с. 57–58.
6. **Robertson H.** Tape-to-Deck Matching for best Dolby Tracking. – Audio, 1979, September, p. 44–46.

УДК 621.317.791

ЦИФРОВОЙ МУЛЬТИМЕТР

И. ЗУСКА (ЧССР)

Первые цифровые вольтметры и другие цифровые измерительные приборы появились свыше тридцати лет тому назад. Это были тяжелые, громоздкие и, что наиболее существенно, весьма дорогие устройства, предназначенные исключительно для прецизионных лабораторных изменений. И только тогда, когда выпуск цифровых и аналоговых интегральных микросхем стал массовым, появилась возможность выпускать подобную аппаратуру для применения в повседневной практике.

Цифровая измерительная техника позволила не только упростить сам процесс измерений, существенно повысить быстродействие измерительной аппаратуры, но и заметно уменьшить погрешности измерений. Она позволила также реализовывать новые функции, которые были невозможны при использовании аналоговой техники. Вот для сравнения несколько основных характеристик цифровых и аналоговых измерительных приборов. Для стрелочных измерительных приборов погрешность

измерений лежит обычно в пределах от 0,1 до 2%, причем значение 0,1% относится к дорогим и требующим особого обращения приборам (в частности, весьма чувствительным к сотрясениям). Для цифровых приборов 0,1% – это типичная погрешность измерения, а в приборах высокого класса она может составлять и 0,001%. У аналоговых приборов время измерения определяется временем успокоения стрелки, которое обычно лежит в пределах от долей секунды до нескольких секунд. В цифровых приборах это время зависит в первую очередь от времени преобразования аналоговой величины в цифровую, а в вольтметрах, использующих метод двойного интегрирования, лежит в пределах от 20 мс до десятых долей секунды.

Среди новых функциональных возможностей, которые позволяет реализовать цифровая аппаратура, следует отметить цифровую запись результатов измерений и передачу их на значительное расстояние.

Цифровой мультиметр, о котором рассказывается в этой статье, состоит из основного узла – однопредельного вольтметра – и различных дополнительных узлов, расширяющих его возможности не только в области измереиия электрических величин, но и неэлектрических (например, температуры).

Вольтметр позволяет измерять постоянное напряжение в пределах от 0 до 1,999 В с погрешностью ±0,1% (плюс – минус единица младшего разряда). Его входное сопротивление – не менее 100 МОм, подавление помехи с частотой 50 Гц –

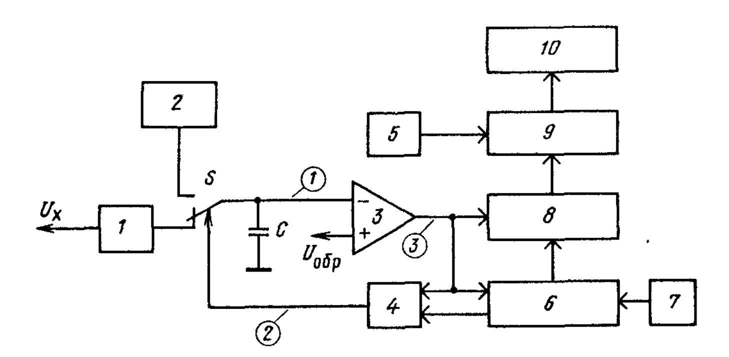


Рис. 1

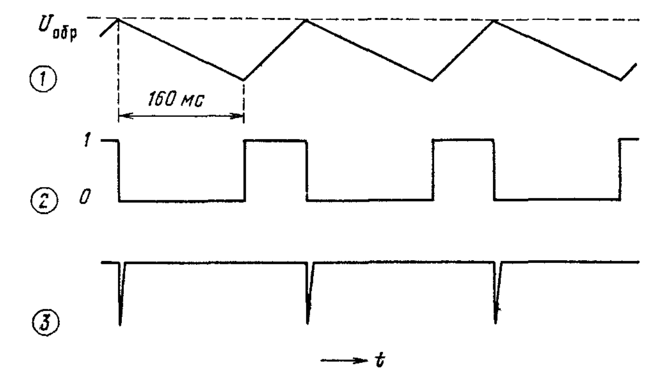


Рис. 2

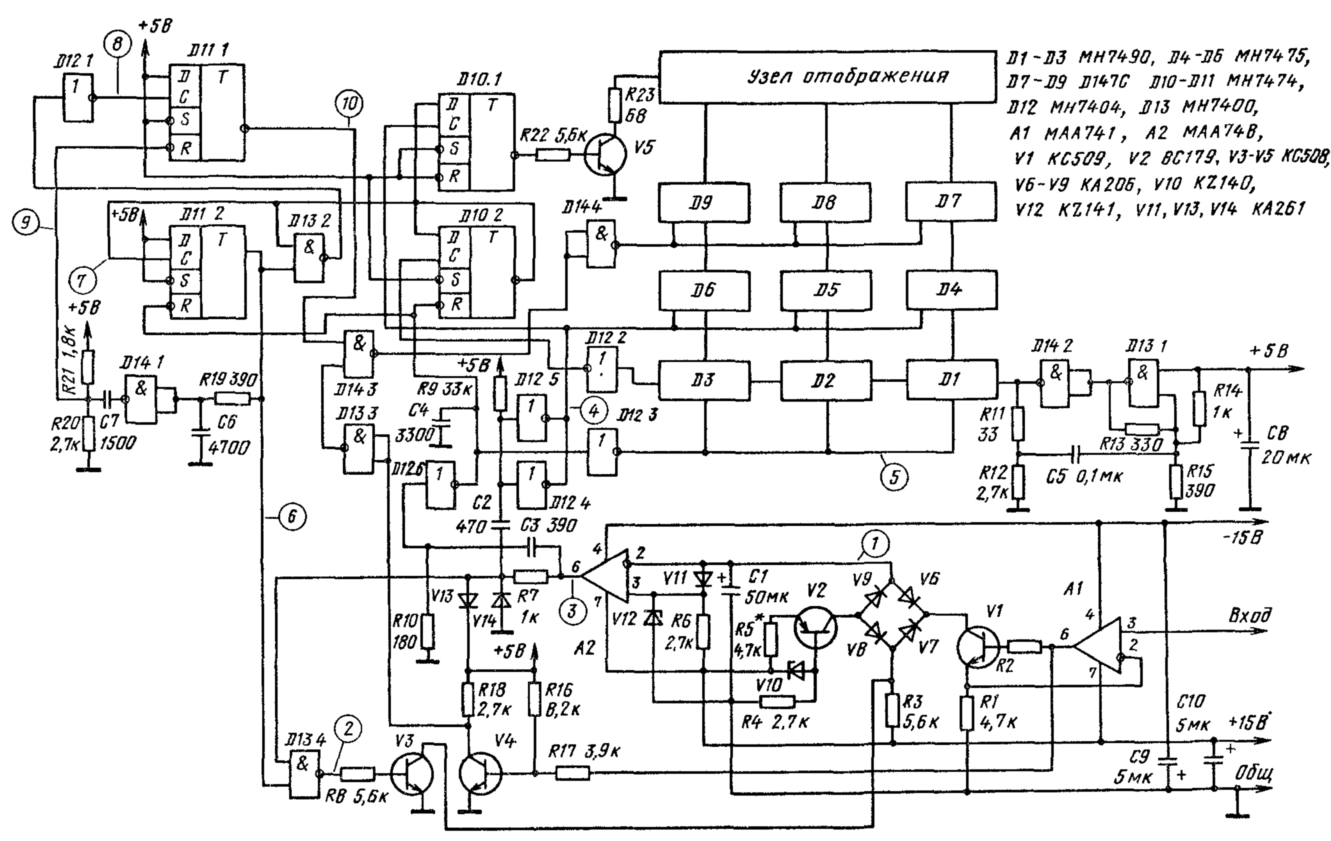
не хуже 65 дБ. Для питания вольтметра необходим блок питания, обеспечивающий напряжения +15 В (ток 25 мА), – 15 В (ток 3 мА) и + 5 В (ток 500 мА).

В аналого-цифровом преобразователе вольтметра использован метод двойного интегрирования. Структурная схема прибора приведена на рис. 1, а форма сигнала в некоторых наиболее важных его точках – на рис. 2. Интегрирующий конденсатор *C* подключается и переключается переключателем *S* либо к источнику образцового тока *2*, либо к преобразователю входное напряжение – ток *1*. Состояние переключателя *S* определяется триггером *4*. Когда на выходе триггера *4* устанавливается логический 0, то интегрирующий конденсатор *C* разряжается от напряжения начального уровня $V_{обр}$ со скоростью, которая пропорциональна величине тока на выходе преобразователя *1* (т. е. значению входного напряжения V_x). Эта фаза работы прибора продолжается до тех пор, пока счетчик *6* не заполнится импульсами, поступающими с генератора *7*. После заполнения счетчика – в момент перехода от состояния 1999 к состоянию 0000 – триггер *4* изменит свое состояние на противоположное и на его выходе появится логическая 1. При этом конденсатор *C* подключится к источнику образцового тока *2* и начнется зарядка конденсатора до уровня $V_{обр}$ (направления образцового тока и тока, поступающего с преобразователя, взаимнопротивоположны). Как только процесс заряда конденсатора закончится, на выходе компаратора *3* появится короткий импульс управления, что приведет к переписи текущего состояния счетчика *6* в память *8* (напомним, что к началу этой фазы счетчик был в состоянии 0000). Затем следуют установка счетчика *6* снова в состояние 0000 и переключение триггера *4* в состояние, при котором на его выходе будет логический 0. На этом данный цикл измерения заканчивается и начинается следующий. Содержимое памяти дешифрируется дешифратором *9* и отображается на дисплее *10*. Узел *5* обеспечивает гашение дисплея, если входное напряжение имеет отрицательную полярность. Если же входное напряжение положительно, но превышает 1,999 В, то экран дисплея будет мигать с периодом, равным периоду одного полного цикла измерения.

Принципиальная схема вольтметра приведена на рис. 3. Преобразователь напряжение – ток собран на операционном усилителе *A1* и транзисторе *V1*. Диодный мост *V6–V9* и транзистор *V3* выполняют функции переключателя, а транзистор *V2* и диод *V10* – источника образцового тока. Интегрирующий конденсатор – *C1*. Компаратор выполнен на операционном усилителе *A2*. Образцовое напряжение на него поступает со стабилитрона *V12*.

Измеряемое напряжение подается на неинвертирующий вход операционного усилителя *A1*, что обеспечивает высокое входное сопротивление вольтметра. Однако при подключении к вольтметру различных цепей и узлов не следует забывать о конечном входном токе неинвертирующего входа операционного усилителя и (в некоторых случаях) о необходимости его компенсации. Ток эмиттера транзистора *V1* пропорционален входному напряжению, причем коэффициент пропорциональности задается резистором *R1*. Поскольку выходным для этого узла является ток коллектора транзистора *V1*, то важно, чтобы он имел высокий статический коэффициент передачи тока. В общем случае желательно также, чтобы этот коэффициент слабо зависел от тока коллектора во всем диапазоне рабочих токов. Идеальным было бы применить здесь полевой транзистор, однако практика показывает, что и для биполярного транзистора отклонения от линейного закона преобразования не превышают ±0,1%.

Переключающий диодный мост управляется транзистором *V3*. В первой фазе измерительного цикла транзистор *V3* открыт и конденсатор *C1* разряжается через транзистор *V1* и резистор *R1*. Ток разряда, как уже отмечалось, пропорцио-



Д1-Д3 МН7490, Д4-Д6 МН7475,
Д7-Д9 Д147С Д10-Д11 МН7474,
Д12 МН7404, Д13 МН7400,
А1 МАА741, А2 МАА748,
V1 КС509, V2 ВС179, V3-V5 КС508,
V6-V9 КА206, V10 КZ140,
V12 КZ141, V11, V13, V14 КА261
Узел отображения
Д9
Д8
Д7
Д6
Д5
Д4
Д3
Д2
Д1
Д11 1
Д11 2
Д10.1
Д10 2
Д12 1
Д12 2
Д12 3
Д12 4
Д12 5
Д12 6
Д13 1
Д13 2
Д13 3
Д13 4
Д14 1
Д14 2
Д14 3
Д14 4
R23 68
R22 5,6к
V5
R21 1,8к
R20 2,7к
C7 1500
R19 390
C6 4700
R9 33к
C4 3300
C2 470
C3 390
R7 1к
R10 180
V13
V14
R18 2,7к
R16 8,2к
R17 3,9к
R8 5,6к
V3
V4
A2
V11
V12
R6 2,7к
C1 50мк
V2
R5* 4,7к
V10
R4 2,7к
V9
V6
V8
V7
R3 5,6к
V1
R2
R1 4,7к
A1
R11 33
R12 2,7к
C5 0,1мк
R13 330
R14 1к
R15 390
C8 20мк
C9 5мк
C10 5мк
+5В
-15В
+15В
Вход
Общ

Рис. 3

нален входному напряжению. Диод *V8* открыт током, поступающим от источника образцового тока на транзисторе *V2*, а диод *V9* закрыт, поскольку в этой фазе измерений напряжение на его аноде будет + 0,7 В (падение напряжения на диоде *V8*), а напряжение на катоде определяется напряжением на интегрирующем конденсаторе *C1*. Последнее никогда не бывает меньше + 3 В. Диод *V7* также закрыт.

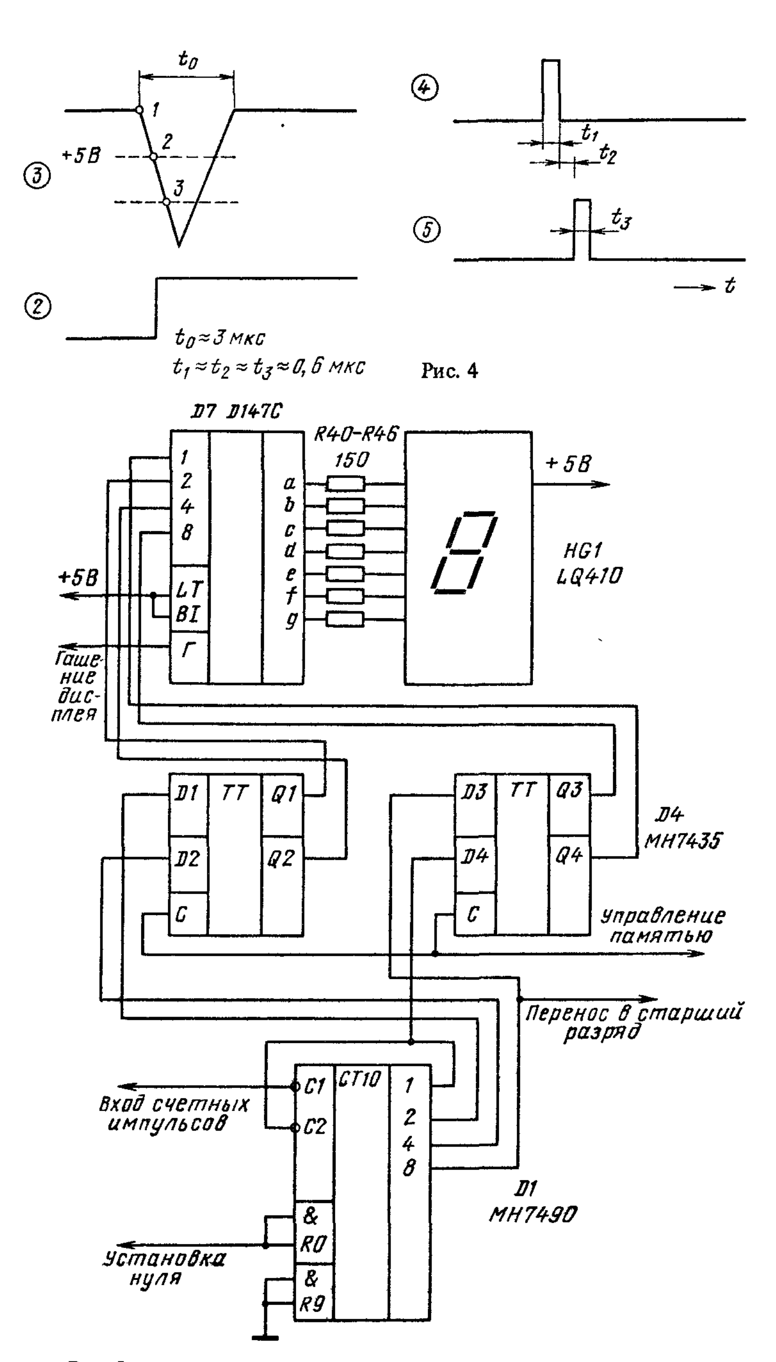
Во второй фазе измерительного цикла транзистор *V3* закрыт. Состояние диодов моста изменяется на противоположное (закрытые диоды открываются, открытые закрываются). Ток коллектора транзистора *V1* теперь проходит по цепи *V7–R3*. Напряжение на коллекторе этого транзистора будет +8 . . . 14 В (в зависимости от значения входного напряжения). Поскольку напряжение на конденсаторе *C1* не бывает больше + 5 В, то диод *V6* закрыт. Конденсатор *C1* заряжается от источника образцового тока через диод *V9*. Поскольку напряжение на коллекторе *V2* не превышает +5,7 В, то диод *V8* в этой фазе измерительного цикла надежно закрыт. Таким образом диодный мост обеспечивает не только подключение интегрирующего конденсатора *C1* либо к источнику образцового тока, либо к преобразователю входное напряжение – ток, но и необходимую для этих узлов нагрузку, когда они отключаются от интегрирующего конденсатора. Это исключает переходные процессы в пределах измерительного цикла и повышает тем самым точность, надежность и скорость измерений.

Источник образцового тока на транзисторе *V2* особенностей не имеет. Для облегчения температурного режима (и повышения тем самым температурной стабильности прибора) ток через стабилитрон *V10* выбран небольшим – около 4 мА. Таким же выбран ток и через стабилитрон *V12*, который является источником образцового напряжения для компаратора.

Операционный усилитель *A2* выполняет функции компаратора и не имеет внешней частотной коррекции. Это дает возможность получить максимальную (для данного операционного усилителя) скорость изменения напряжения на его выходе. Диод *V11* ускоряет выход устройства на рабочий режим при первоначальном его включении. Дело в том, что из-за переходных процессов при включении интегрирующий конденсатор может в принципе зарядиться до напряжения большего, чем образцовое. При этом компаратор перейдет в устойчивое состояние, исключающее подключение к этому конденсатору источника образцового тока, что является необходимым условием для работы аналоговой части вольтметра. Без диода *V11* процесс разряда конденсатора *C1* в этом случае может быть слишком долгим.

Ограничитель на диодах *V13* и *V14* формирует на выходе компаратора импульсы с уровнями, необходимыми для нормальной работы цифровой части прибора, которая выполнена на элементах ТТЛ. Эти импульсы поступают на элемент *D13.4*, через который осуществляется управление диодным мостом. Продифференцированные цепью *C2R9* выходные импульсы через инверторы *D12.4* и *D12.5* (включены параллельно для обеспечения необходимой нагрузочной способности) управляют памятью – обеспечивают запись в нее текущего состояния счетчика. Установка счетчика в состояние 0000 обеспечивается в начале цикла измерений через дифференцирующую цепь *C3R10* и элементы *D12.6* и *D12.3*. Кроме того, из аналоговой части прибора в цифровую (с выхода операционного усилителя *A1*) через транзистор *V4* и элемент *D14.3* подается напряжение, обеспечивающее гашение дисплея, если на вход вольтметра будет подано отрицательное напряжение. Из цифровой части прибора в аналоговую поступают лишь импульсы, управляющие работой переключающего диодного моста (через элемент *D13.4* и транзистор *V3*). Импульсы с выхода элемента *D12.6* используются также для установки в исходное состояние триггеров *D11.2* и *D10.2*.

Данная комбинация дифференцирующих цепей и элементов в сочетании с кон-



t_0
1
2
3
+5В
③
②
④
⑤
t_1
t_2
t_3
t
$t_0 \approx 3$ мкс
$t_1 \approx t_2 \approx t_3 \approx 0,6$ мкс
D7 D147C
1
2
4
8
LT
BI
Г
a
b
c
d
e
f
g
R40–R46
150
+5В
HG1
LQ410
+5В
Гашение дисплея
D1
TT
Q1
D2
Q2
C
D3
TT
Q3
D4
Q4
C
D4
MH7435
Управление памятью
Перенос в старший разряд
C1
C2
CT10
1
2
4
8
Вход счетных импульсов
D1
MH7490
&
R0
&
R9
Установка нуля

Рис. 4

Рис. 5

денсатором *C4* обеспечивает правильную последовательность работы всех узлов прибора (т. е. сначала перепись информации из счетчика в память, а лишь затем его установка в нулевое состояние). Форма управляющих сигналов в различных точках вольтметра приведена на рис. 4. В момент, когда напряжение на интегрирующем конденсаторе достигнет величины $V_{обр}$, напряжение на выходе компаратора начнет уменьшаться (со скоростью примерно 20 В/мкс) от напряжения насыщения ОУ + 13 В. Когда оно достигнет уровня + 5 В, будет сформирован фронт импульса, управляющего диодным мостом (точка *2*) и короткий импульс управления памятью (точка *4*). Из-за задержки сигнала между входом и выходом компаратора (около 1 мкс) напряжение на его выходе успевает уменьшиться примерно до – 10 В. Затем начинается рост этого напряжения до + 13 В и в этот момент формируется импульс установки счетчика в состояние 0000, который используется также и для установки в исходное состояние микросхем *D11.2* и *D10.2*. Это в частности исключает (блокировкой элемента *D13.4*) переключение диодного моста, после того как напряжение на выходе компаратора вернется к значению + 13 В.

Это состояние будет сохраняться до тех пор, пока не произойдет заполнение всех счетчиков (включая и триггер *D10.2*) импульсами, поступающими с тактового генератора. В момент перехода от состояния 1999 к состоянию 0000 на выходе *D10.2* появиться логическая 1, что приведет в конечном итоге к появлению на одном из входов элемента *D13.4* логического 0 (на другом входе – логическая 1). При этом закроется транзистор *V3*, диодный мост изменит свое состояние и конденсатор *C1* подключится к источнику образцового тока.

Если при налаживании вольтметра возникнут трудности с управляющими импульсами (нарушены временные соотношения или длительность этих импульсов недостаточна), то следует проконтролировать их с помощью широкополосного осциллографа (желательно с линией задержки в канале вертикального отклонения). Запуск развертки осциллографа при этом осуществляют сигналом, который берут непосредственно с выхода компаратора. Длительность импульсов устанавливают подбором конденсаторов *C2* и *C3*. На задержку между спадом импульса, управляющего памятью, и фронтом импульса, устанавливающего счетчики в нулевое состояние, влияют конденсатор *C4* и резистор *R9*. При этом следует иметь в виду, что эти элементы влияют и на длительности соответствующих импульсов.

Счетчики, микросхемы памяти и дешифратора, а также дисплей показаны на рис. 3 условно. Полная схема первой декады (остальные ей аналогичны) приведена на рис. 5. В данном узле использованы стандартные схемы включения всех микросхем, и в комментариях они не нуждаются. Схема счетчика „второй тысячи" приведена на рис. 3. В него входят микросхемы *D10.2* (собственно счетчик) и *D10.1* (память). Включение единицы в самом старшем разряде дисплея при напряжениях 1 В и более обеспечивает транзистор *V5*. Импульсы с микросхемы *D3* счетчика подаются на триггер *D10.2* через инвертер *D12.3*, так как микросхема MH7474 управляется фронтом соответствующего импульса.

Генератор тактовых (счетных) импульсов выполнен на элементах *D14.2* и *D13.1* (рис. 3). Для уменьшения влияния помех с частотой сети тактовую частоту обычно выбирают такой, чтобы продолжительность первой фазы измерительного цикла (когда интегрирующий конденсатор подключен к преобразователю входное напряжение – ток) была кратна периоду сетевого напряжения (20 мс). В данном приборе тактовая частота составляет 12,5 кГц, поэтому полное время измерительного цикла изменяется от 160 мс (входное напряжение равно нулю) до 320 мс (входное напряжение 2 В). Частота генерации определяется в первую очередь емкостью конденсатора *C5* и (в меньшей степени) сопротивлением резисторов *R13* – *R15*.

Как уже отмечалось, при подаче на вход вольтметра отрицательного напряжения дисплей гаснет. Это обеспечивает транзистор *V4* и следующие за ним логические элементы – на выходе последнего из них (*D14.4*) и соответственно на гасящем входе дешифратора (например, *D7* на рис. 5) устанавливается напряжение низкого уровня, что и приводит к отключению дисплея. Как только отрицательное иапряжение на входе вольтметра исчезнет, то транзистор *V4* и все последующие элементы вернутся в исходиое состояние.

Более сложные процессы происходят в цепях индикации, когда входное напряжение превысит значение + 2 В. Рассмотрим работу этой части прибора для входного напряжения, лежащего в интервале 0 . . 1,999 В. Форма сигналов в различных точках устройства в этом случае показана на рис. 6. Они соответствуют (по соотношению между t_x и t_R) подаче на вход вольтметра напряжения около + 1,5 В. С выходов микросхем *D11.2* и *D10.2* импульсы поступают на элемент *D13.2*, а затем на элемент *D12.1*. С выхода этого элемента импульсы поступают на вход *C* триггера *D11.1*. С небольшой задержкой (около 1,5 мкс) на вход *R* этого триггера поступают короткие импульсы, сформированные узлом на элементе *D14.1*. В результате формируется короткий гасящий импульс для дисплея, который наш глаз не в состоянии зарегистрировать. Заметим, что для нормального режима вольтметра выполняется соотношение $t_x > t_R$.

Если входное напряжение + 2 В и более, то t_x будет уже меньше t_R и форма сигналов в соответствующих точках будет иной (рис. 7.). Легко видеть, что в этом случае дисплей гаснет уже на довольно продолжительиое время, которое соответствует времени t_R (т. е. может достигать 160 мс). Такое мигание дисплея хорошо регистрируется глазом человека.

При перегрузке прибора по входу до иекоторого значения (оно зависит от ряда факторов и обычно составляет 120% от верхнего предела измерений) прибор будет

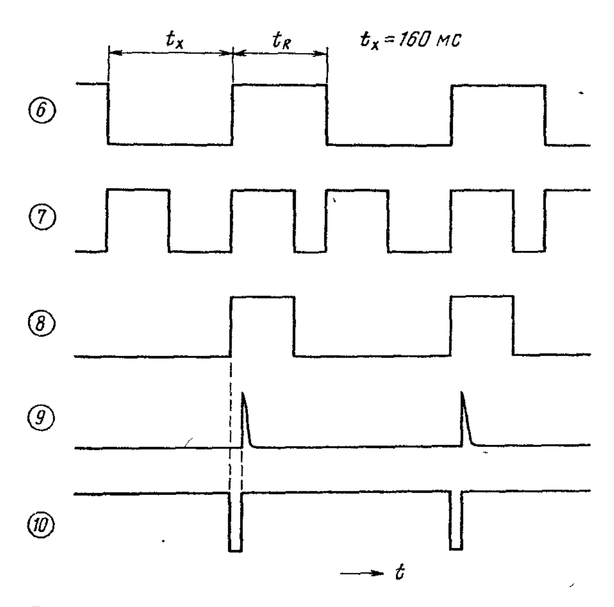


Рис. 6

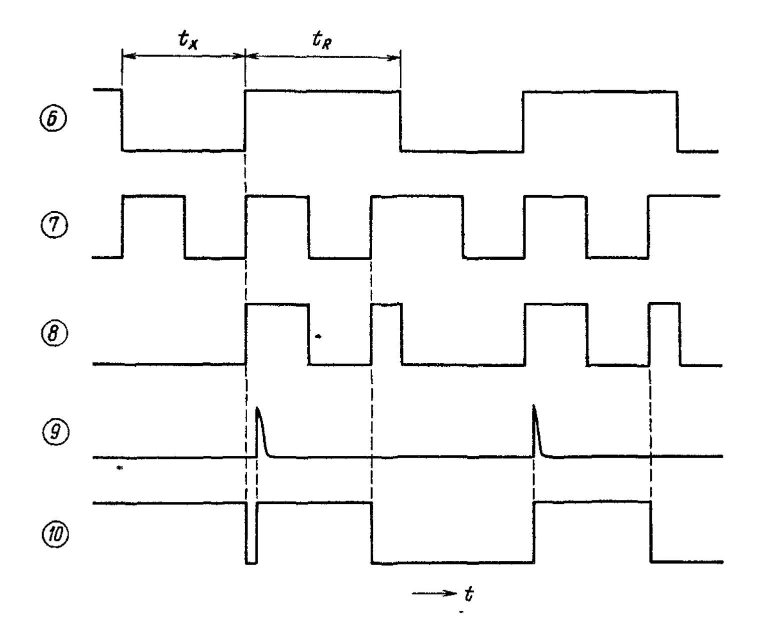


Рис. 7

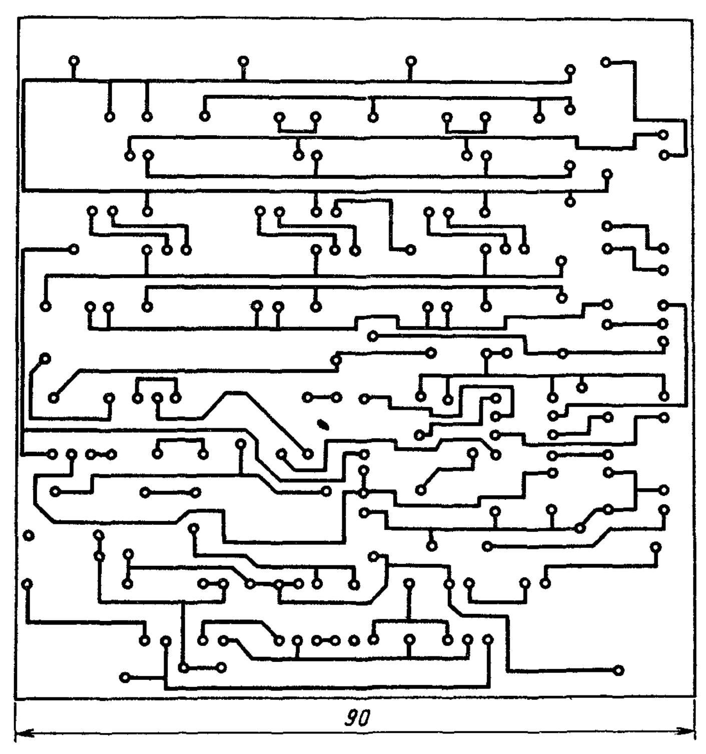


Рис. 8

давать правильные показания трех значащих цифр, т. е. показания 0,148 при мигающем дисплее будет соответствовать напряжению + 2,148 В. Однако пользоваться этими данными не следует, так как нет гарантии, что преобразователь не вышел из линейного режима.

Из деталей вольтметра особое внимание следует обратить прежде всего на интегрирующий конденсатор *C1* и частотозадающий конденсатор *C5*. Первый имеет большую емкость и поэтому приходится применять оксидный конденсатор. Он должен иметь минимальный ток утечки. Что касается *C5*, то для него важен малый температурный коэффициент емкости. На долгосрочную стабильность калибровки прибора влияет стабильность сопротивления резисторов *R1* и *R5*. Однако этот параметр у распространенных металлопленочных резисторов достаточно хороший, и проблем здесь обычно не возникает. Целесообразно подобрать по минимальному изменеиию образцового тока с температурой пару транзистор *V2* – диод *V10*. Диод *V12* следует взять с минимальным температурным коэффициентом напряжения стабилизации. К остальным деталям вольтметра особых требований не предъявляется.

За исключением дисплея все элементы вольтметра размещены на одной плате из двустороннего фольгированного материала. Разводка печатных проводников для обеих сторон платы и размещение деталей на ней показаны на рис. 8–10.

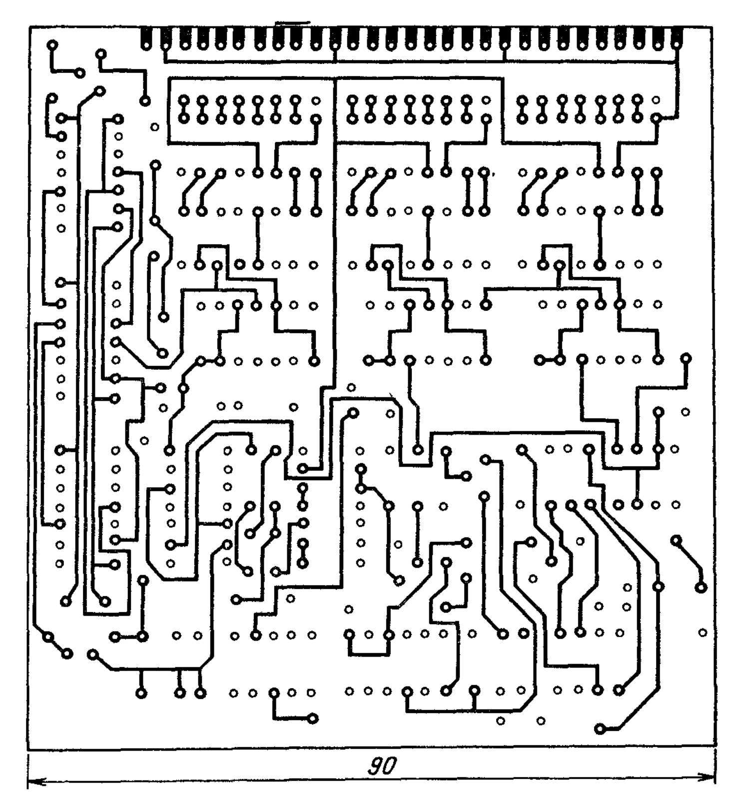


Рис. 9

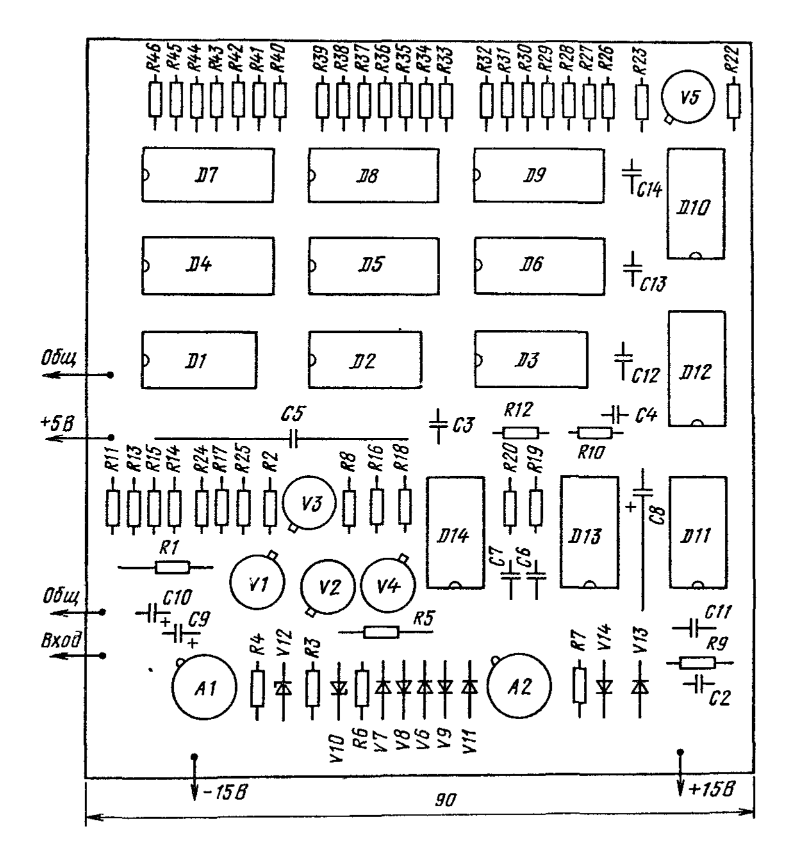


Рис. 10

При налаживании прибора сначала проверяют потребляемые от блока питания токи. Они не должны превышать значений, приведенных в начале статьи. Следует отметить, что потребление тока по цепи + 5 В зависит от того, какие цифры в данный момент отображает дисплей. Затем на вход прибора подают постоянное напряжение в пределах 0 . . .2 В (его контролируют по вспомогательному вольтметру) и убеждаются в том, что показания дисплея изменяются с изменением напряжения на входе. Если вольтметр сразу не заработал, то для его налаживания потребуется осциллограф. Им проверяют наличие тактовых импульсов на выходе генератора (их период должен быть около 80 мкс), форму напряжения на интегрирующем конденсаторе (оно должно быть треугольным). Следует проверить также и работу всех счетчиков. Если они исправны, то неполадку надо искать в цепях управления, используя для этого данные о форме сигнала в различных точках, которые приведены на рис. 2, 4, 6 и 7.

Для калибровки прибора необходим цифровой вольтметр, имеющий разрешающую способность такую же или (что лучше) на порядок выше, чем самодельная конструкция. Оба вольтметра подключают к регулирующему источнику питания (0 . . . 2 В). При входном напряжении 0 В на дисплее вольтметра должно быть ото-

бражено „000". Это означает, что напряжение смещения на входе операционного усилителя не превышает 1 мВ. Если это не так, то необходимо произвести его компенсацию. Для этого между выводами 1 и 4 операционного усилителя *A1* подключают переменный резистор сопротивлением 47 кОм, вращая движок которого добиваются нулевых показаний на дисплее. После этого переменный резистор можно отпаять и, измерив сопротивление его введенной части, запаять постоянный резистор с таким же сопротивлением на печатную плату, как резистор *R24*. На принципиальной схеме этот резистор, а также резистор *R25* не показаны – их устанавливают на плате только при необходимости. Эти резисторы заменяют стандартный элемент балансировки операционного усилителя – подстроечный резистор, который включают между выводами *1* и *5*, а на его движок подают напряжение – 15 В.

Если дисплей не зажигается при нулевом напряжении на входе вольтметра, то переменный резистор следует включить между выводами *4* и *5* операционного усилителя *A1*. Найдя оптимальное сопротивление этого резистора, запаивают соответствующий постоянный резистор как *R25*. Эти процедуры необходимо производить через несколько минут после включения прибора, т. е. когда установится его тепловой режим.

Теперь можно приступать к калибровке прибора. По контрольному вольтметру устанавливают напряжение чуть меньше 2 В, и подбором резистора *R5* добиваются совпадения показаний обоих приборов. После этого проверяют линейность преобразования во всем диапазоне рабочих напряжений (например, в точках, кратных 100 мВ). У исправного прибора отклонение показаний от действительной величины измеряемого напряжения не должно превышать ± 1 младшего разряда.

Для минимизации помех с частотой сети рабочую частоту генератора следует установить в пределах 0 . . . –1% от значения 12,5 кГц. После этого проверяют индикацию перегрузки и наличия на входе вольтметра отрицательного напряжения.

К источнику питания +15 В предъявляются повышенные требования – ведь от него запитываются и источник образцового напряжения и источник образцового тока. Для того чтобы он не влиял на точность измерений, колебания выходного напряжения (учитывая и амплитуду пульсаций на выходе) не должны превышать ±3 мВ. К источнику питания – 15 В жестких требований не предъявляется. Здесь можно использовать простейший параметрический стабилизатор. Источник + 5 В также

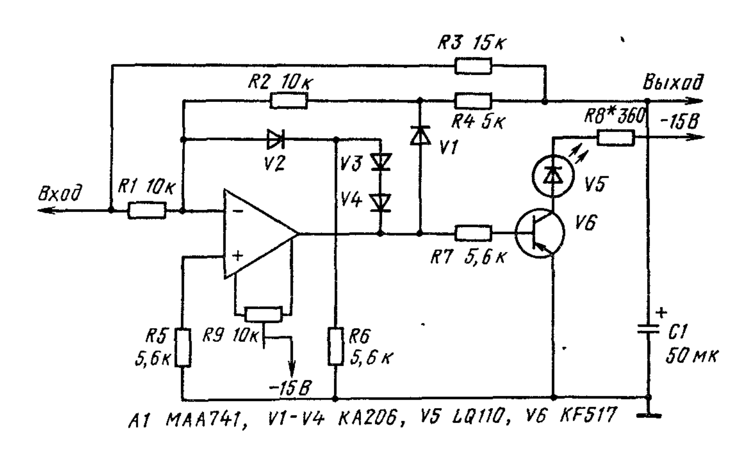


Рис. 11

4 Зак. 240

влияет на точность измерений, однако это влияние выражено достаточно слабо и изменения его напряжения в пределах ±0,1 В можно считать вполне приемлемыми.

Как уже отмечалось, несложные приставки позволяют превратить вольтметр постоянного тока в многофункциональный прибор – мультиметр. Принципиальная схема приставки, для измерения постоянных напряжений любой полярности (без переключения входных щупов), а также переменных напряжений частотой до 10 кГц (при погрешности не более 1%) и до 20 кГц (при погрешности не более 5%) приведена на рис. 11. При измерении переменных напряжений частотная погрешность носит систематический характер – показания прибора меньше действительных значений переменного напряжения на его входе. Это позволяет расширить частотные пределы измерения до 100 кГц, но показания прибора придется корректировать по предварительно снятой амплитудно-частотной характеристике. Данная приставка представляет собой, по существу, устройство для выделения абсолютной величины сигнала (строго говоря – половины абсолютной величины). Оно состоит из однополупериодного выпрямителя на операционном усилителе *A1* и диодах *V1–V4*, а также сумматора на резисторах *R3* и *R4*.

Если на вход поступает положительное напряжение (для определенности, скажем, + 1 В), то диод *V1* будет закрыт, а петля обратной связи будет замкнута через диоды *V2–V4*. Эквивалентная схема устройства для этого случая приведена на рис. 12. Нижний по схеме вывод резистора *R2* здесь соединен с общим проводом, поскольку вход усилителя имеет нулевой потенциал (так называемая „виртуальная земля"). Напряжение на выходе будет + 0,5 В.

Если на вход поступает напряжение – 1 В, то диод *V1* будет открыт, а на его катоде напряжение +1 В, так как операционный усилитель здесь работает как инвертор. Эквивалентная схема устройства для этого случая приведена на рис. 13. И снова напряжение на выходе будет + 0,5 В.

Условием нормальной работы приставки в целом является точная балансировка операционного усилителя по постоянному току, которую осуществляют подстроечным резистором *R9*.

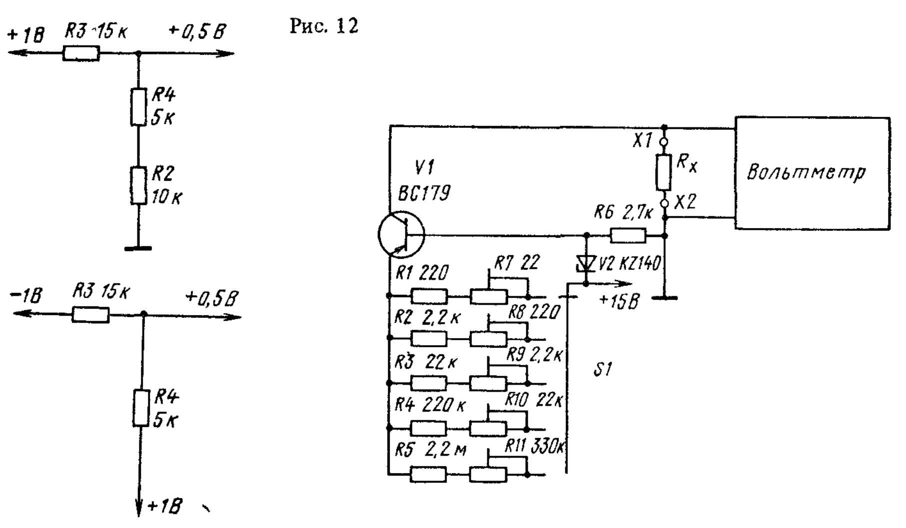


Рис. 12

Рис. 13

Рис. 14

Узел на транзисторе *V6* и светодиоде *V5* сигнализирует о полярности входного напряжения. Светодиод будет светиться уже при малых положительных напряжениях на входе приставки. Если желательно индицировать наличие отрицательного напряжения на ее входе, то следует установить транзистор структуры *n-p-n*, полярность подключения светодиода изменить на противоположную, а резистор *R8* подключить к источнику + 15 В.

Поскольку коэффициент передачи этой приставки 0,5, то в схему вольтметра постоянного тока следует внести изменение – установить резистор *R1* с сопротивлением ровно в два раза меньшим первоначального значения. При измерении переменных напряжений этот резистор также должен иметь меньшее сопротивление (примерно на 10%). Точное его значение необходимо подобрать при калибровке прибора. Естественно, что для мультиметра в вольтметр постоянного тока необходимо ввести переключатель, который изменял бы резисторы в преобразователе входное напряжение – ток вольтметра.

Для измерения сопротивлений цифровой вольтметр необходимо дополнить источником тока. Вполне приемлемую погрешность измерений (не хуже 0,5%) может обеспечить сравнительно простой стабилизатор тока с биполярным транзистором. Принципиальная схема приставки для измерения сопротивлений с верхними пределами от 200 Ом до 2 МОм приведена на рис. 14. Собственно стабилизатор тока выполнен на транзисторе *V1* и диоде *V2* и аналогичен источнику образцового тока вольтметра. Требуемое значение тока (от 1 мкА до 10 мА) и, следовательно, пределы измерения сопротивлений выбирают переключателем *S1*. Установку точного значения тока на каждом поддиапазоне производят соответствующим подстроечным резистором (*R7–R11*).

Если есть необходимость измерять ток, то на входе цифрового вольтметра можно ввести преобразователь ток – напряжение. Схема такого преобразователя показана на рис. 15. Он обеспечивает измерение одной полярности (положительной относительно общего провода) с пределами от 2 мкА до 200 мА. Выбор пределов измерения произ-

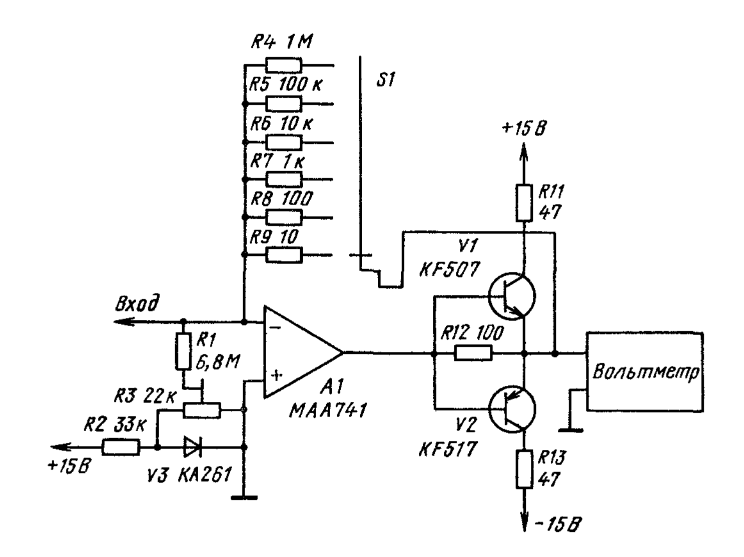


Рис. 15

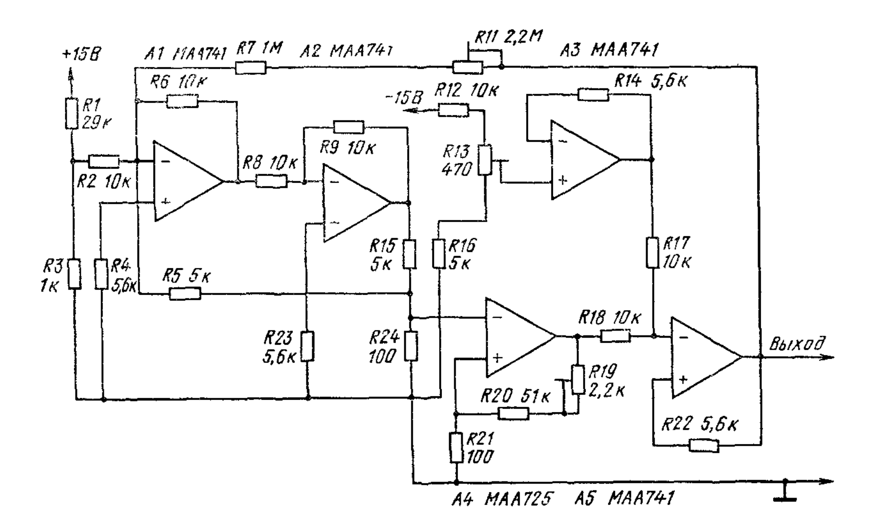


Рис. 16

водят переключателем *S1*. Входной ток операционного усилителя компенсируют подстроечным резистором *R3*. Для этого переключатель *S1* устанавливают в верхнее по схеме положение (измерение токов до 2 мкА) и добиваются регулировкой резистора *R3* нулевого напряжения на выходе приставки. При проведении этой операции вход приставки должен быть разомкнут. Если в этой приставке применить операционный усилитель с полевыми транзисторами на входе, то необходимость в цепях компенсации входного тока отпадет.

Принципиальная схема приставки для измерения температуры в пределах от 0 . . . +200° С приведена на рис. 16. Датчиком температуры является платиновый резистор *R24* сопротивлением 100 Ом. Изменение сопротивления этого резистора с температурой относительно невелико – примерно на порядок меньше, чем у терморезисторов, и, в общем случае, для его регистрации лучше всего подходят мостовые схемы. При использовании цифрового вольтметра можно непосредственно регистрировать изменение сопротивления датчика. В этом случае для отсчета температуры придется воспользоваться переводной таблицей, поскольку зависимость сопротивление – температура у платинового датчика нелинейна. Она описывается следующей формулой:

$$R_T = R_0\ (1 + 0{,}398T - 0{,}578 \cdot 10^{-4}\ T^2),$$

где R_T – сопротивление датчика при температуре $T°$ *С*, R_0 – сопротивление датчика при температуре 0° С.

Для упрощения процесса измерений температуры в этой приставке введена линеаризация характеристики температура – напряжение, и отсчет температуры объекта возможен непосредственно по шкале цифрового вольтметра.

На операционных усилителях *A1* и *A2* выполнен источник тока (его нагрузка – датчик температуры *R24*). Применение более сложного (чем в предыдущих приставках) источника тока обусловлено повышенными к нему требованиями. Ток через датчик выбран относительно небольшим (100 мкА), что уменьшает разогрев датчика

этим током и соответственно снижает погрешность измерений при низких температурах.

Напряжение, поступающее с датчика, усиливается операционным усилителем *А4*. Его коэффициент усиления должен быть 519,5 (исходя из значения коэффициента при линейном члене в приведенной выше формуле). В этом случае изменение температуры от 0 до 200° С приведет к изменению напряжения на выходе приставки от 0 до 2 В. Поскольку один из выводов датчика соединен с общим проводом, то при температуре 0° С на выходе операционного усилителя *А4* будет постоянное напряжение +5,195 В. Необходимый сдвиг уровня выходного напряжения приставки (до значения 0 В) осуществляют каскады на операционных усилителях *А3* и *А5*. Кроме того, с выхода операционного усилителя *А5* в источник тока заведена обратная связь, улучшающая линейность преобразования температура – напряжение.

В интервале температур от 0 до 200° С отклонение от линейности не превышает 0,1%. При налаживании подстроечными резисторами *R19* и *R11* можно получить указанную точность измерений и в более широком интервале температур (резистор *R13* влияет только на установку на выходе преобразователя напряжения 0 В при температуре датчика 0° С).

Датчик наматывают платиновым проводом диаметром 0,035 мм на керамическом каркасе диаметром 4 . . . 5 мм. Каркас должен иметь канавки для укладки провода, чтобы исключить межвитковые замыкания. Выводы изготавливают из платиновой или платиново-иридиевой проводки диаметром 0,3 . . . 0,4 мм.

Микросхемы МН7490 заменяются на К155ИЕ2, МН7475 – на К155ТМ2, МН7474 – на К155ТМ7, МН7404 – на К155ЛН1, МН7400 – на К155ЛА3. Функциональный аналог микросхемы D147C – К155ПП5. Аналог операционного усилителя МАА741 – К140УД7, МА725 – К153УД5. Вместо МАА748 можно использовать любые быстродействующие операционные усилители, например К153УД2 или, что лучше, специализированные операционные усилители – компараторы 521СА3. Транзисторы КС509 и КС508 заменяются на КТ3102Е (Г), ВС179 – на КТ3107К (Л), KF517 – на КТ3107, KF507 – на КТ3102. Диоды КА206 и КА261 – кремниевые ВЧ (КД503, КД522 и им аналогичные), LQ110 – АЛ307А (Б – Г), LQ410 – АЛ305А (Б – Е), KZ140 и KZ141 – КС148А.

УДК 621.317.765

ПРОСТОЙ ГЕНЕРАТОР ФУНКЦИЙ

Л. АНУФРИЕВ (СССР)

Предлагаемый генератор, несмотря на простоту схемного решения, обладает разнообразными функциональными возможностями и хорошими характеристиками генерируемых сигналов. Он генерирует прямоугольные, треугольные и синусоидальные сигналы в диапазоне частот 0,6 Гц . . . 300 кГц. Весь диапазон разбит на пять поддиапазонов: 0,6 . . . 30 Гц, 6 . . . 300 Гц, 60 Гц . . . 3 кГц, 0,6 . . . 30 кГц и 6 . . . 300 кГц. В любой точке диапазона имеется возможность изменять частоту на ±10% от установленной на шкале с помощью ручки „Расстройка". Прибор может работать и как

свип-генератор. Полоса качания частоты может плавно регулироваться от 0 до значения полосы каждого поддиапазона. Для управления ЧМ используется внешний источник сигнала. Выходные сигналы прямоугольной и треугольной формы постоянны по амплитуде, амплитуда синусоидального сигнала может регулироваться. Выходные напряжения во всем диапазоне частот практически постоянны. Прямоугольный сигнал соответствует параметрам ТТЛ логических схем (нижний уровень не более 0,3 В, верхний – не менее 2,4 В). Напряжение сигнала треугольной формы имеет размах 5 В (1 . . . 6 В), синусоидальной – около 1 В (300 мВ эфф.). Мощность, потребляемая генератором по постоянному току, 270 мВт (9 В, 30 мА). Прибор питается от сети переменного тока через встроенный стабилизированный выпрямитель. В функциональном генераторе для генерирования импульсов прямоугольной и треугольной формы используется замкнутая релаксационная система, состоящая из интегратора и компаратора, роль которого в данной схеме выполняет триггер. Напряжение синусоидальной формы получается преобразованием треугольного сигнала нелинейным усилителем.

Принципиальная схема генератора приведена на рис. 1. Он собран на двух логических интегральных микросхемах К155ЛА8 и К155ЛА3 и девяти транзисторах. Интегратор выполнен на инверторе *D1.1* и транзисторе *V6*; схема управления интегратором на транзисторах *V1–V5*. Транзистор *V7* и инвертор *D1.2* являются буферным эмиттерным повторителем. Преобразователь напряжения треугольной формы в синусоидальную собран на инверторе *D1.3* и диодах *V8, V9*; триггер – на инверторах *D2.1* и *D2.2*. Инвертор *D2.3* является буферным каскадом. Инверторы *D1.4* и *D2.4* совместно с транзистором *V11* выполняют роль стабилизаторов напряжения питания интегральных микросхем. Данные схемы стабилизации не только обеспечивают дополнительную стабилизацию питающего напряжения, но и обеспечивают температурную стабилизацию режимов работы инверторов микросхем, что особенно важно для микросхемы *D1*, работающей в линейном режиме. Питающее напряжение микросхемы *D1* уменьшено до 3,7 В, что позволило увеличить входное сопротивление инверторов, работающих в режиме линейных усилителей. Для улучшения режима по постоянному току транзисторов *V4–V6* потенциал общего провода микросхемы *D1* поднят до значения падения напряжения на диоде *V10* (около 0,7 В). Питание микросхемы *D2* стандартное + 5 В.

Генератор работает следующим образом. Предположим, что напряжение на выходе инвертора *D2.2* имеет высокий уровень. При этом правый по схеме транзистор переключателя тока *V3* закрыт, а левый – открыт. Положительный ток от источника тока, собранного на транзисторе *V2*, поступает на вход интегратора (база транзистора *V6*) и начинает заряжать одну из емкостей *C2–C6*, например *C6* при положении переключателя, указанного на схеме. Напряжение на выходе интегратора (на нагрузке *R12*) начинает линейно уменьшаться. Через транзисторы *V4* и *V5*, работающие в режиме инвертора тока, течет небольшой и постоянный ток смещения, определяемый резистором *R10*, который задает режим работы по постоянному току транзистору *V6*. Напряжение с выхода интегратора подается на вход триггера (верхний по схеме вход инвертора *D2.1*). Как только напряжение станет ниже порога срабатывания инвертора *D2.1*, триггер опрокидывается и на выходе инвертора *D2.2* уровень становится низким. Напряжение этого уровня через делитель на резисторах *R27* и *R29* подается на второй вход инвертора *D2.1* и фиксирует данное состояние триггера. Одновременно напряжение низкого уровня через делитель на резисторах *R30, R28* подается на правый транзистор переключателя тока *V3* и открывает его. При этом левый по схеме транзистор *V3* закрывается, так как напряжение на его базе, подаваемое с делителя на резисторах *R9* и *R8*, выше, чем на базе правого. В таком

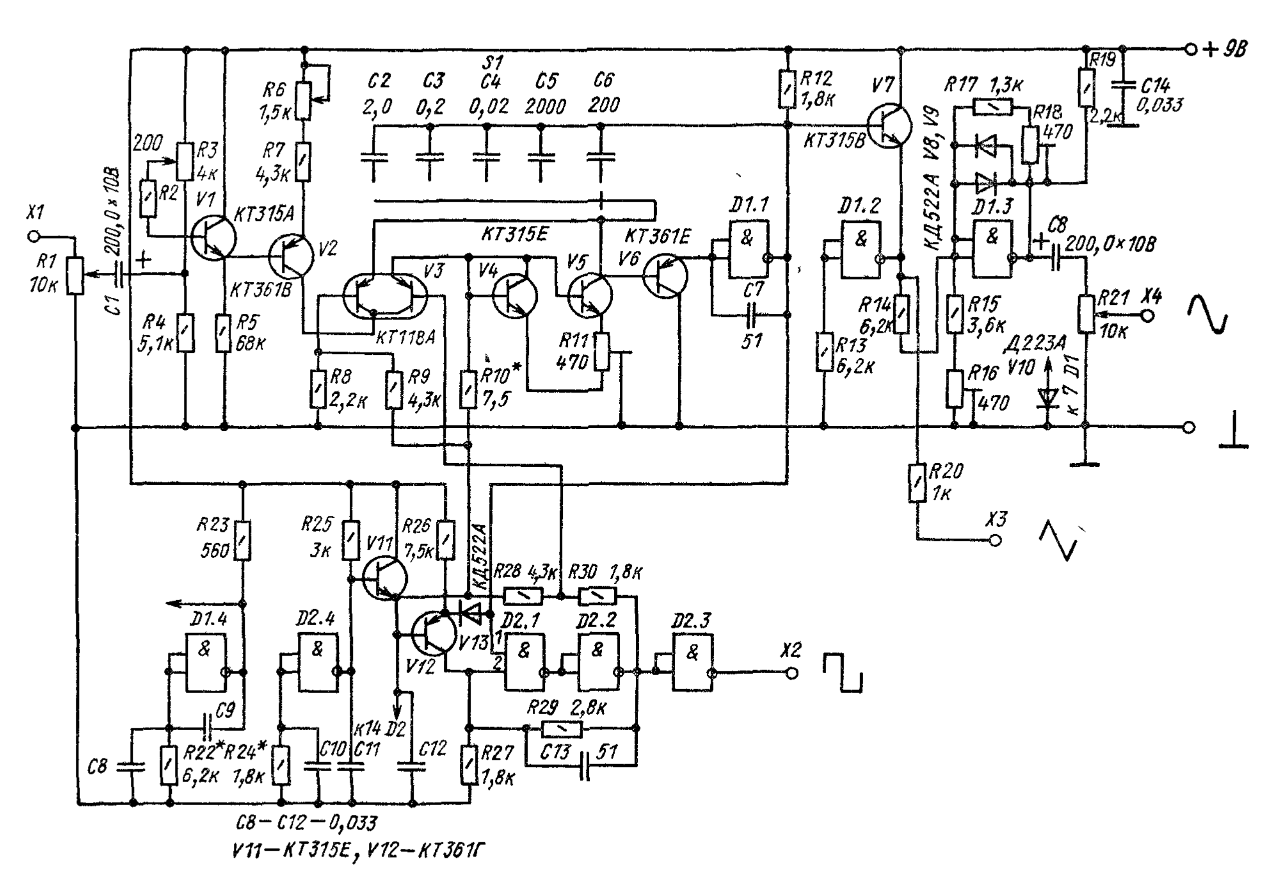

+9В
X1
R1
10к
C1
200,0×10В
R2
200
R3
4к
R4
5,1к
V1
КТ315А
V2
КТ361В
R5
68к
R6
1,5к
R7
4,3к
S1
C2
2,0
C3
0,2
C4
0,02
C5
2000
C6
200
V3
КТ118А
V4
КТ315Е
V5
V6
КТ361Е
R8
2,2к
R9
4,3к
R10*
7,5
R11
470
D1.1
C7
51
R12
1,8к
V7
КТ315В
D1.2
R13
6,2к
R14
6,2к
R17
1,3к
R18
470
V8, V9
КД522А
D1.3
R15
3,6к
R16
470
C8
200,0×10В
R19
2,2к
C14
0,033
R21
10к
X4
Д223А
V10
к 7 D1
R20
1к
X3
R23
560
R25
3к
R26
7,5к
V11
V12
V13
КД522А
R28
4,3к
R30
1,8к
D1.4
D2.4
D2.1
D2.2
D2.3
X2
C9
C8
R22*
6,2к
R24*
1,8к
C10
C11
К14 D2
C12
R27
1,8к
R29
2,8к
C13
51
C8–C12–0,033
V11–КТ315Е, V12–КТ361Г

Рис. 1

состоянии ток от источника тока на транзисторе *V2* поступает на коллектор и базу *V4* и базу *V5*. Работа инвертора тока основана на том, что если считать ток баз транзисторов *V4* и *V5* достаточно малым, то на базе транзистора *V4* создается такое напряжение, при котором весь ток проходит через коллектор транзистора *V4*. Если транзисторы *V4* и *V5* идентичны, то поскольку базы их соединены, то ток *V5* будет равен току *V4*. Потенциометр *R11* позволяет выравнивать токи. Ток, подаваемый на вход транзистора *V6* (вход интегратора) с коллектора транзистора *V5*, имеет обратный знак, и, следовательно, конденсатор *C6* будет разряжаться. Напряжение на выходе интегратора будет нарастать. Поскольку токи разряда и заряда равны, то скорости изменения напряжения на выходе интегратора одинаковы и отличаются только знаком, а напряжение треугольной формы симметрично. При достижении напряжения на выходе интегратора уровня 6,5 В открывается диод *V13* и ток с выхода интегратора начинает поступать на второй вход *D2.1* через переход эмиттер – коллектор транзистора *V12*. При достижении потенциала на входе *2 D2.1*, соответствующего порогу срабатывания, триггер опрокидывается, и на выходе *D2.2* уровень напряжения снова становится высоким В схеме возникают незатухающие колебания треугольной и прямоугольной формы. Прямоугольные колебания подаются на выход через инвертор *D2.3*. Треугольное напряжение снимается с выхода интегратора через буферный эмиттерный повторитель, собранный на транзисторе *V7*, и развязывающий регистр *R20*. Инвертор *D1.2* в данном случае выполняет роль источника тока в цепи эмиттера транзистора *V7*, что обеспечивает высокую линейность и большой динамический диапазон буферного каскада. Изменение частоты колебаний внутри поддиапазона осуществляется изменением тока коллектора транзистора *V2*, а частоту поддиапазона – переключением емкостей *C2–C6*.

Управляемый источник тока собран на транзисторах *V1* и *V2* по схеме составного эмиттерного повторителя, что позволяет получить большое входное сопротивление. Использование транзисторов с разной проводимостью существенно уменьшает температурный дрейф на эмиттере транзистора *V2* по отношению к базе транзистора *V1*, так как значения потенциалов участков база – эмиттер транзисторов, температурный дрейф которых около 2 мВ на градус, являющийся основным источником погрешности, вычитаются. Напряжение управления снимается с потенциометра *R3* и через резистор *R2* подается на базу транзистора *V1*. Это напряжение задает эмиттерный ток транзистора *V2*. Если коэффициент усиления по току достаточно велик, то его коллекторный ток, являющийся выходным током источника тока, равен напряжению управления, деленному на *R6+R7*. (Напряжение управления отсчитывается от уровня +9 В.) Если соотношение сопротивлений резисторов выбрать так, что изменение сопротивления резистора *R6* будет менять общую сумму на ±10%, то и частота генератора будет меняться также на ±10%. Таким способом осуществляется расстройка частоты в любой точке основной шкалы генератора. Величина расстройки отсчитывается в процентах по лимбу переменного резистора *R6*. Частотная модуляция генератора осуществляется подачей на вход *X1* (вход ЧМ) модулирующего напряжения. Складываясь с напряжением управления, модулирующий сигнал соответствующим образом изменяет ток источника тока и, следовательно, частоту генератора. Так как постоянная составляющая модулирующей частоты не проходит на базу транзистора *V1*, то качание частоты осуществляется симметрично относительно частоты, установленной по лимбу потенциометра *R3* (при условии, что модулирующая частота имеет ось симметрии, что, как правило, всегда выполняется). Глубина модуляции ЧМ в пределах от 0 до максимального значения поддиапазона (приблизительно в 50 раз) изменяется потенциометром *R1*.

Функциональный преобразователь колебаний треугольной формы в синусоидальную представляет собой инвертирующий усилитель с нелинейной обратной связью. Через резистор *R14* с выхода интегратора на вход усилителя поступает симметричное треугольное напряжение. Пока разность между входом и выходом по напряжению меньше порога открывания диодов *V8* и *V9* (примерно 0,5 В), он работает как линейный усилитель Как только напряжение на диодах станет больше 0,5 В, они начинают открываться и шунтировать резисторы *R17* и *R18* и коэффициент усиления уменьшается. Так как характеристика диода при малых значениях тока близка к логарифмической, а форма синусоидальной кривой в ее верхней и нижней частях также близка к логарифмической, то и напряжение на выходе усилителя мало отличается от синусоидального. Необходимо отметить, что коэффициент гармоник синусоидального сигнала зависит от режима работы усилителя, коэффициент гармоник становится минимальным при использовании в режиме ограничения логарифмического участка ВАХ диодов. На высших частотах диапазона на искажение формы синусоидального сигнала начинает сказываться быстродействие диодов. У диодов Д105 оказалось довольно большое сопротивление в открытом состоянии. Диоды Д223А имели недостаточное быстродействие на частотах, близких к 300 кГц. Наиболее подходящими по форме ВАХ и остальным характеристикам оказались диоды КД522А. Режим работы функционального преобразователя устанавливается резисторами *R16* и *R18.* Первым подстраивают симметрию ограничения, вторым – коэффициент усиления усилителя, или, что то же самое, уровень ограничения треугольного напряжения Амплитуда синусоидального сигнала регулируется переменным резистором *R21* Его максимальный размах составляет примерно 1 В (300 мВ эфф). Желательно использовать потенциометр с зависимостью типа В, что значительно облегчает установку малых значений выходного напряжения.

Питается функциональный генератор от встроенного стабилизированного блока питания (рис. 2). Особенностью блока питания является то, что сетевой трансформатор работает в режиме трансформатора тока, значение которого нормируется емкостью *C1+C2.* Это позволяет применить трансформатор с максимально допустимым входным напряжением около 70 В и, следовательно, существенно снизить число витков первичной обмотки трансформатора и его габариты. Резистор *R1* служит для разряда конденсаторов *C1* и *C2* при отключении прибора от сети, а резистор *R2* ограничивает ток включения. Использование балластного конденсатора вместо резистора имеет ряд преимуществ. Конденсатор практически не расходует активную мощность и, следовательно, не нагревается Он лучше стабили-

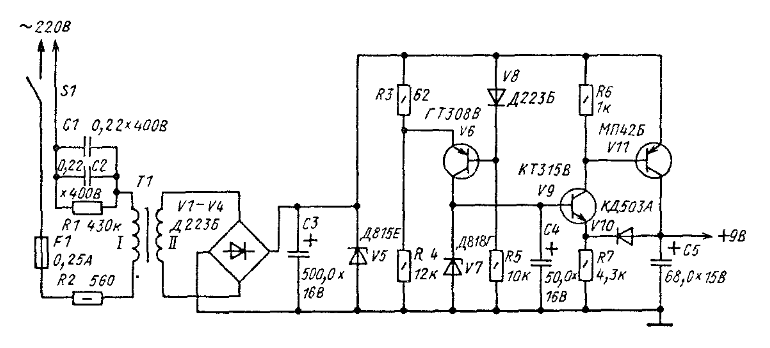
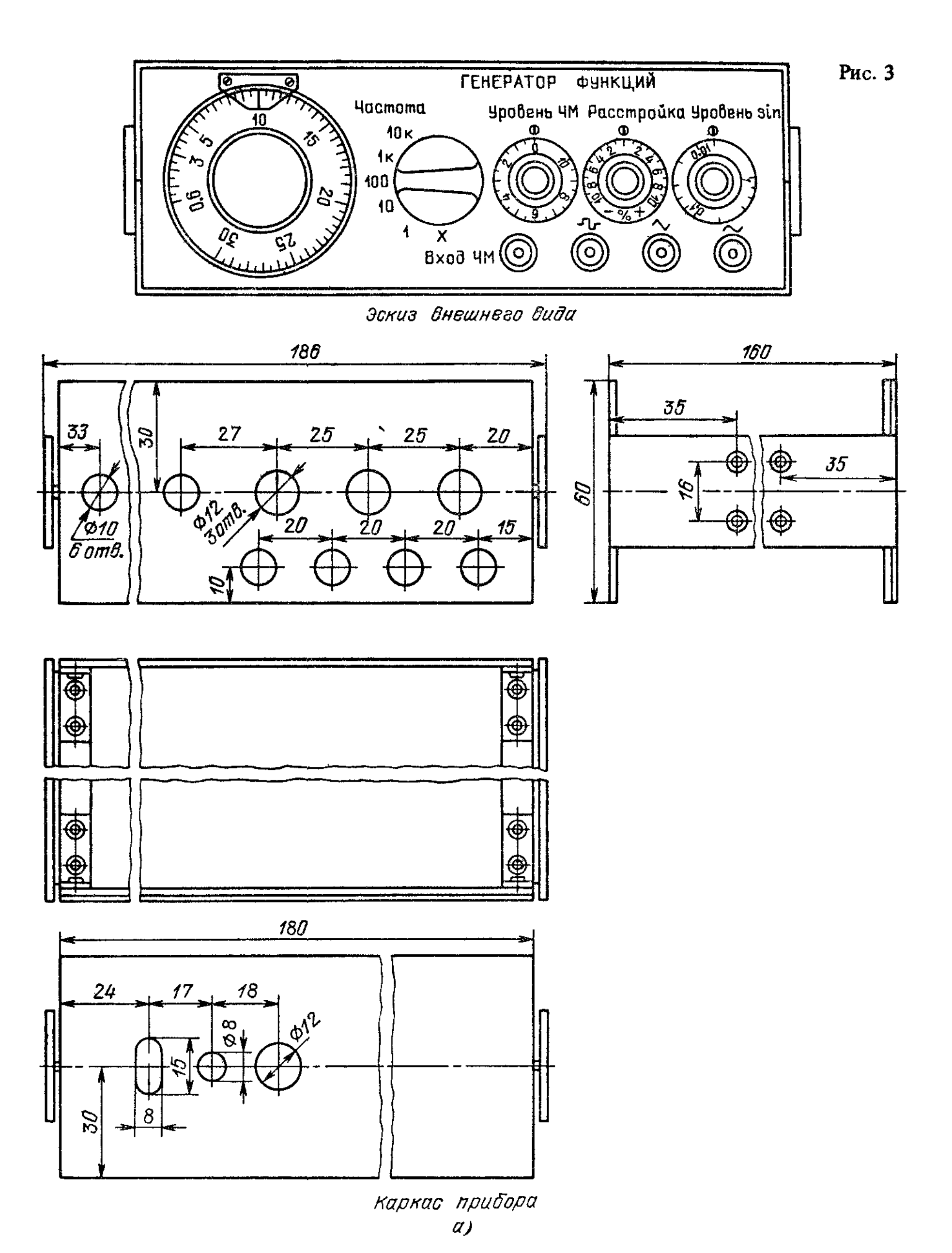


Рис 2

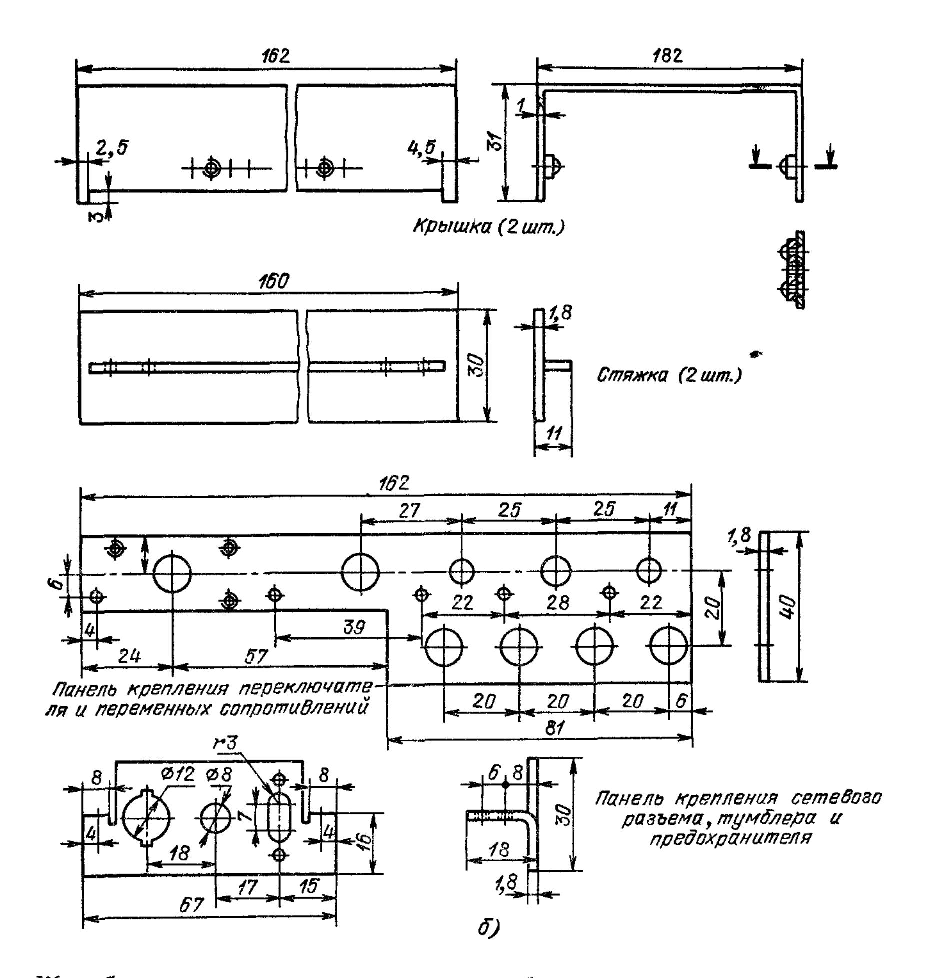
Рис. 3



Каркас прибора

а)

зирует ток нагрузки и тем самым улучшает коэффициент стабилизации параметрического стабилизатора, образованного выходным сопротивлением трансформатора и стабилитроном *V5*. При коротком замыкании выхода стабилизатора ток нарастает меньше, чем при использовании балластного резистора. Стабилитрон *V7* и транзистор



V6, работающие в режиме источника тока, образуют источник опорного напряжения. Особенностью схемы источника тока является наличие резистора *R4*. Если отношение *R3* и *R4* сделать равным отношению дифференциального сопротивления диода *V8* к сопротивлению *R5*, то при изменении напряжения на выходе выпрямителя разность потенциалов участка эмиттер – база транзистора *V6* не меняется и, следовательно, ток источника тока становится неизменным Температурная зависимость снижена за счет частичной компенсации дрейфа напряжения эмиттер – база транзистора *V6* диодом *V8*. Остальная часть схемы обычная, не имеет особенностей. Диод *V10*, обеспечивает температурную компенсацию напряжения эмиттер – база транзистора *V9* Источник питания не боится короткого замыкания нагрузки и ие требует специальной защиты.

Конструкция генератора приведена на рис. 3, *а–б*. Как видно из рисунка, конструкция блока состоит из одинаковых (по размерам) передней и задней панелей, соединенных между собой с помощью двух стяжек из Т-образного алюминиевого профиля, и двух одинаковых крышек. Панели и крышки изготовлеиы из алюминия. Перед-

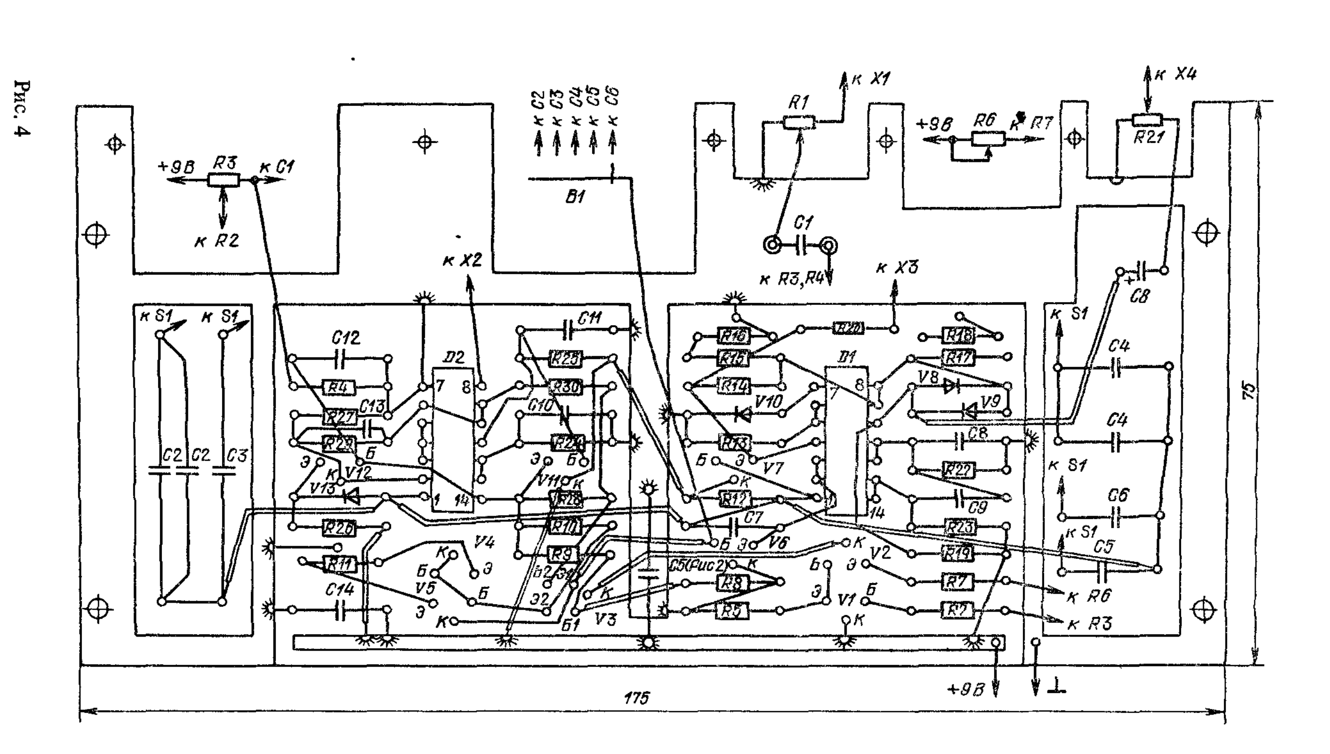
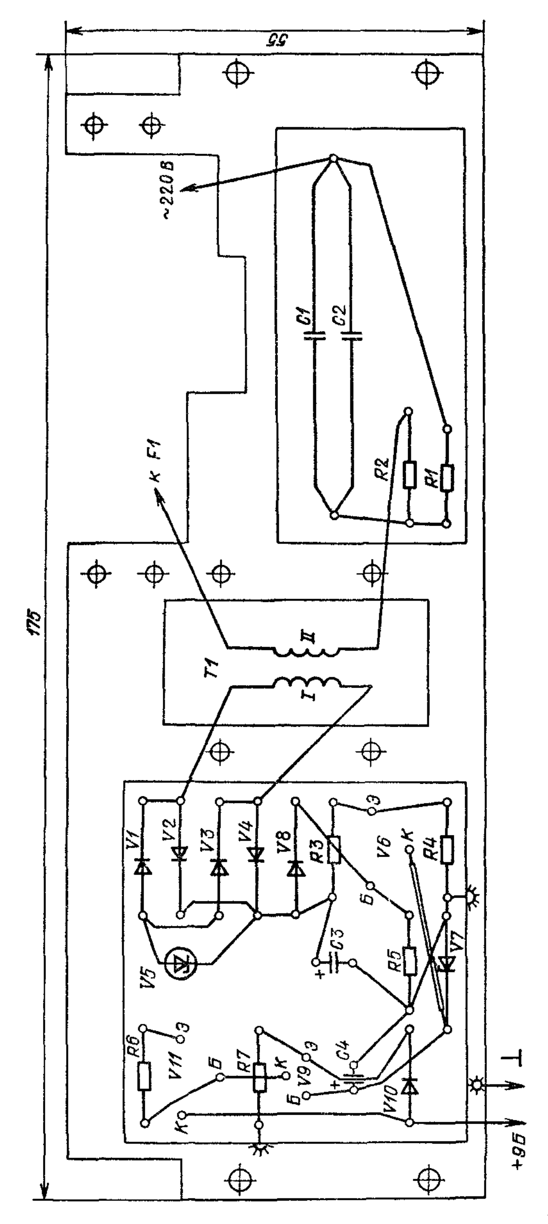

+9В
R3
к С1
к R2
к С2 к С3 к С4 к С5 к С6
В1
R1
к Х1
С1
к R3, R4
+9В
R6
к R7
к Х4
R21
к Х2
к Х3
С8
к S1
к S1
С12
С11
D2
D1
R4
R25
R30
R27
С13
С10
R29
R24
V12
V13
V11
R28
R26
R10
R9
R11
V4
V5
С14
V3
R16
R20
R18
R15
R17
R14
V10
V8
V9
R13
V7
R12
С7
V6
С5 (Рис 2)
R8
R5
V2
V1
С4
С8
R22
С9
С6
R23
R19
С5
R7
к R6
к R3
+9В
175
75

Рис. 4



няя панель оклеена слоистым декоративным пластиком с помощью эпоксидного клея. На передней панели укреплены только фиксаторы положения лимбов переменных сопротивлений. Все остальные элементы управления – переключатель диапазонов, переменные сопротивления – укреплены на вспомогательной панели, которая крепится к монтажной плате винтами с помощью уголков. Аналогична конструкция крепления выключателя сети, предохранителя и сетевого разъема, выходящих на заднюю панель. Передняя и задняя панели крепятся к стяжкам заклепками с помощью уголков.

Монтаж генератора и блока питания выполнен на отдельных платах из фольгированного стеклотекстолита толщиной 2 мм. Расположение деталей и монтажные схемы плат приведены на рис. 4. Можно использовать и другой не фольгированный изоляционный материал, так как фольга используется только как общий провод. В местах расположения деталей она удалена, а монтаж ведется неизолированным луженым проводом диаметром 0,3 мм с использованием изоляционного кембрика в местах пересечений.

В генераторе использованы следующие детали: постоянные резисторы типа МЛТ, МТ, конденсаторы К50-16, К50-6, МБМ, КМ-4, КТ; подстроечные резисторы типа СП3-27а; переменные резисторы *R1* и *R21* типа СП3-3 аМ, *R3* – ПТП-11, *R6* – ПП3-41; тумблер сети – МТ-1; переключатель диапазона *S1* галетный типа 5П2НПМ; трансформатор *T1* унифицированный типа БТК (магнитопровод Ш10×15, обмотка *I* имеет 2600 витков, обмотка *II* – 1300 витков провода ПЭЛ-2 0,08 мм).

Налаживание прибора начинается с проверки блока питания. Подключив сеть и отключив выход +9 В, проверяют напряжение на конденсаторе *C3.* Оно должно быть равно 13 . . . 15 В, а ток через стабилитрон *V5* при напряжении сети 220 В не менее 36 мА. Далее проверяют выходное напряжение. При необходимости его подстраивают в сторону уменьшения – заменой диода *V10* с меньшим падением напряжения, например КД522А, или заменой стабилитрона *V7,* если напряжение меньше заданного, то установкой резистора небольшого сопротивления последовательно с диодом *V10.* Затем проверяют блок под нагрузкой, подключив на выход резистор 300 Ом. Выходное напряжение должно уменьшиться не более чем на 0,1 В, а на стабилитроне *V5* не более чем на 1 В. Настройку генератора начинают с подбора сопротивлений резисторов *R22* и *R24.* Первым устанавливают напряжение на контакте *14 D1,* равным 4,5 В, вторым – на контакте *14 D2* – 5 В. Для дальнейшей настройки необходим осциллограф, например Н313. Переменный резистор *R2* устанавливают в положение, при котором частота максимальна (нижнее по схеме), а переключатель *S1* – в любое положение, но лучше начинать проверку на средних частотах, например, соответствующих подключенному конденсатору *C4.* Осциллограф подключают к гнезду *X3* и проверяют наличие треугольиых колебаний. Затем осциллограф подключают к гнезду *X2* и подстройкой резистора *R11* добиваются симметрии прямоугольного напряжения (равенства по длительности положительного и отрицательного полупериодов). Резистор *R2* устанавливают в положение, соответствующее минимальной частоте диапазона (крайнее верхнее по схеме), и добиваются симметрии сигнала подбором резистора *R10.* Следует отметить, что сопротивление резистора *R10,* определяющего ток смещения транзистора *V6,* может очень сильно отличаться от указанного на схеме (7,5 МОм), а в некоторых случаях резистор *R10* может оказаться ненужным. Регулировку функционального преобразователя осуществляют резисторами *R16* и *R18,* контролируя форму сигналов на гнезде *X4.* Резистором *R16* устанавливают симметрию ограничения, а резистором *R18* – порог ограничения по наилучшей форме синусоидального сигнала. Далее переключатель диапазонов *S1* устанавливают в положение, при котором подключен конденсатор *C2,* а резистор *R3* – в крайнее нижнее, и проверяют частоту сигнала. Переменным резистором *R6* устанавливают ее значение, равное 30 Гц, и отмечают на лимбе „Расстройка" 0. Вращая ручку „Расстройка" по часовой и против часовой стрелки, проверяют величину изменения частоты. Запаса регулировки потенциометра *R6* должно хватать для изменения частоты не менее чем на ±10%. Если регулировки в одну из сторон недостаточно, то необходимо несколько изменить значение резистора *R7.* После этого проверяют работу генератора на остальных поддиапазонах. Совмещения шкал поддиапазонов добиваются подстройкой емкостей *C3–C6* на наивысшей частоте поддиапазона. Работу генератора в режиме ЧМ удобио проверять по осциллографу, подключив его к выходу *X2* в режиме ждущей развертки при внутренней синхронизации. При подаче на вход ЧМ сигнала (например, 50 Гц) наблюдается расплывчатый задний фронт прямоугольного сигнала, величина которого пропорциональна амплитуде модуляционного сигнала. Необходнмо отметить, что сумма амплитуды модуляционного сигнала и сигнала управления не должна превышать пределы изменения сигнала управления, снимаемого с потенциометра *R3,* иначе генератор „выйдет" из линейного режима. Чем больше частотная девиация, тем меньше диапазон установки центральной частоты. При максимальной девиации лимб изменения частоты должен быть установлен в среднее положение.

УДК 621.317.335

ПРИБОРЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ЕМКОСТИ

Я. ХИАН (ЧССР)

Цифровые микросхемы, получившие в настоящее время широкое распространение, в корне изменили многие измерительные приборы. Они позволили, например, заметно упростить аппаратуру, использующую традиционные методы измерения параметров радиоэлектронных компонентов, повысить точность измерений. Кроме того, естественно, появился и совершенно новый класс приборов с цифровой обработкой информации. Оба эти направления проиллюстрированы в этой статье на приборах для измерения емкости конденсаторов.

Принципиальная схема простого измерителя емкости показана на рис 1, *а*. На двух элементах ИЛИ – НЕ микросхемы *D1* (*D1.1* и *D1.2*) собран мультивибратор, период колебаний которого определяется емкостью конденсатора *C1* и сопротивлением одного из резисторов *R1–R3* (в зависимости от поддиапазона измерений). С мультивибратора импульсы через дифференцирующую цепь *C2 R4* поступают иа одновибратор, который выполнен на элементах *D1.3* и *D1.4*. Длительность импульсов на выходе одновибратора зависит от емкости измеряемого конденсатора C_x (его подключают к зажимам *X1* и *X2*) и от сопротивления одного из резисторов – *R5* или *R6* (в зависимости от поддиапазона измерений). Поскольку на выходе одновибратора на каждом из поддиапазонов мы получаем импульсы с фиксированной частотой повторения и длительностью прямопропорциональной измеряемой емкости, то среднее значение тока или напряжения в точке *А* будет пропорционально величине емкости C_x. Это напряжение измеряет простейший вольтметр на транзисторе *V1*. Калибровку прибора осуществляют на одном из поддиапазонов подстроечным резистором *R8*. Интегрирующий конденсатор *C4* устраняет дрожание стрелки миллиамперметра *PA1*, которое может быть особенно заметно при измерении больших емкостей.

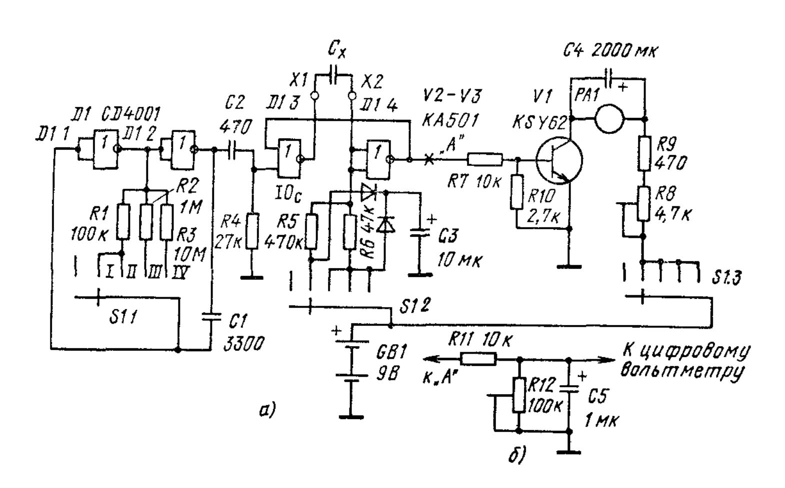


Рис. 1

Узел на микросхеме *D1* можно использовать как приставку для измерения емкостей к цифровому вольтметру постоянного тока. Его подключают в точку *A* через делитель с интегрирующим конденсатором (рис. 1, *б*). Вольтметр постоянного тока должен иметь предел измерения 1 В. Калибровку приставки производят в этом случае подстроечным резистором *R12*.

Прибор позволяет измерять емкости конденсаторов от 100 пФ до 1 мкФ на четырех поддиапазонах с верхними пределами 1000 пФ, 0,01, 0,1 и 1 мкФ. Точность измерений определяется в первую очередь разбросом сопротивлений резисторов *R1–R3* и *R5–R6*. Если имеется такая возможность, то их желательно подобрать так, чтобы отношение сопротивлений было кратно 10 с минимальной погрешностью (не хуже 5%). Тогда калибровка прибора на одном из поддиапазонов подстроечным резистором *R8* автоматически обеспечит указанную точность измерений на всех остальных поддиапазонах. Шкалу миллиамперметра *PA1* градуируют непосредственно в единицах емкости. Она линейна за исключением начальной нерабочей области. Ток полного отклонения миллиамперметра *PA1* 1 мА. Поскольку ток, потребляемый прибором, крайне мал, то питать его можно от батареи.

Избежать необходимости подбора резисторов в подобном измерителе емкости можно введением цифровых делителей частоты. Принципиальная схема же такого варианта прибора для измерения емкости приведена на рис. 2. Генератор на микросхеме *D1* вырабатывает импульсы с частотой повторения 1 МГц. На выходе четырех последовательно включенных делителей *D2–D5* выходные импульсы будут иметь частоты повторения соответственно 100, 10, 1 и 0,1 кГц. Эти импульсы (с какого

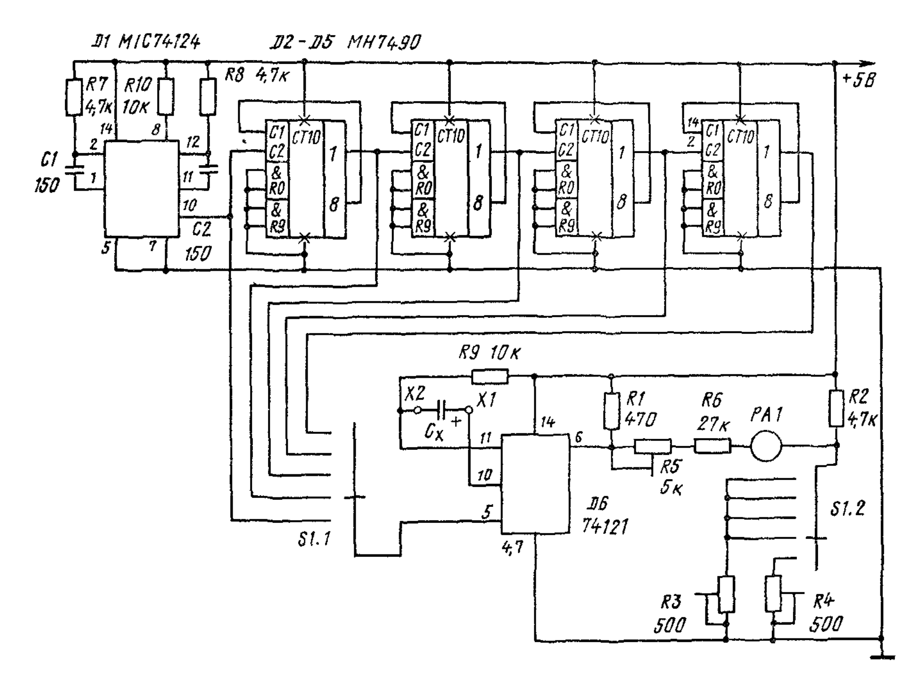


Рис. 2

именно выхода зависит от положения переключателя пределов измерения *S1*) запускают одновибратор на микросхеме *DD6*. Длительность вырабатываемых им импульсов определяется емкостью измеряемого конденсатора C_x, который подключают к зажимам *X1* и *X2*. Среднее значение выходного напряжения одновибратора, которое, как и в предыдущем варианте прибора, пропорционально емкости измеряемого конденсатора, регистрирует стрелочный вольтметр (ток полного отклонения микроамперметра *PA1* – 100 мкА). Подстроечные резисторы *R3* и *R4* предназначены для установки нулевых показаний прибора в отсутствие конденсатора C_x. Дело в том, что и в этом случае одновибратор вырабатывает короткие (длительностью примерно 50 нс) импульсы из-за наличия паразитных емкостей. Это вызывает отклонение стрелки микроамперметра *PA1*. Наибольшая погрешность при этом вносится на первом поддиапазоне (измерение емкости до 100 пФ), поэтому для него введен отдельный подстроечный резистор *R4*. На всех остальных поддиапазонах для установки нулевых показаний микроамперметра *PA1* использован общий резистор *R3*, которым балансируют мостовую схему вольтметра на втором поддиапазоне (измерение емкости до 1000 пФ). При этом на всех остальных поддиапазонах баланс моста будет сохраняться. Калибровку прибора осуществляют подстроечным резистором *R5* на первом поддиапазоне, подключив к зажимам *X1* и *X2* конденсатор емкостью 100 пФ.

В данном варианте прибора точность измерений заметно выше, чем в предыдущем, и зависит, по существу, лишь от точности его калибровки и от временно́й стабильности частоты генератора на микросхеме *D1*. Для ее повышения конденсаторы *C1* и *C2* необходимо использовать с малыми значениями температурного коэффициента емкости. На точность измерений влияет также и напряжение питания, поэтому здесь целесообразно применить стабилизированный источник питания. Ток, потребляемый прибором, не превышает 200 мА.

Оба эти прибора для измерения емкости иллюстрируют, по существу, применение цифровых микросхем в аналоговых измерительных приборах. Прибор, упрощенная функциональная схема которого показана на рис. 3, а принципиальная – на рис. 4 и 5, представляет собой устройство иного класса – прямопоказывающий цифровой измеритель емкости. Метод измерения емкости в этом приборе основан на генерации последовательности импульсов, число которых пропорционально емкости измеряемого конденсатора. Регистрация этих импульсов осуществляется счетчиком с соответствующим дисплеем.

От прецизионного генератора тактовых импульсов *1* (рис. 3) импульсы поступают через узел управления *2* в одновибратор *3*, который будет находиться в квазистабильном состоянии на протяжении интервала времени $\tau = RC \ln 2$. В течение этого интервала времени счетные импульсы могут проходить через логический элемент 2И – НЕ (*4*) на счетчик импульсов (на рис. 3 не показан). Как только одновибратор вернется в исходное состояние, то закончится прохождение счетных импульсов через элемент *4*, а узел управления выработает импульс управления памятью (для переписи в нее текущего значения содержания счетчика) и затем импульс установки счетчика в нуле-

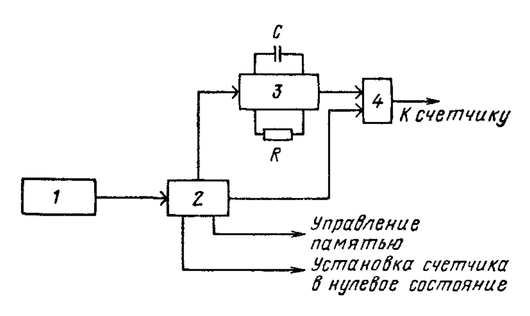
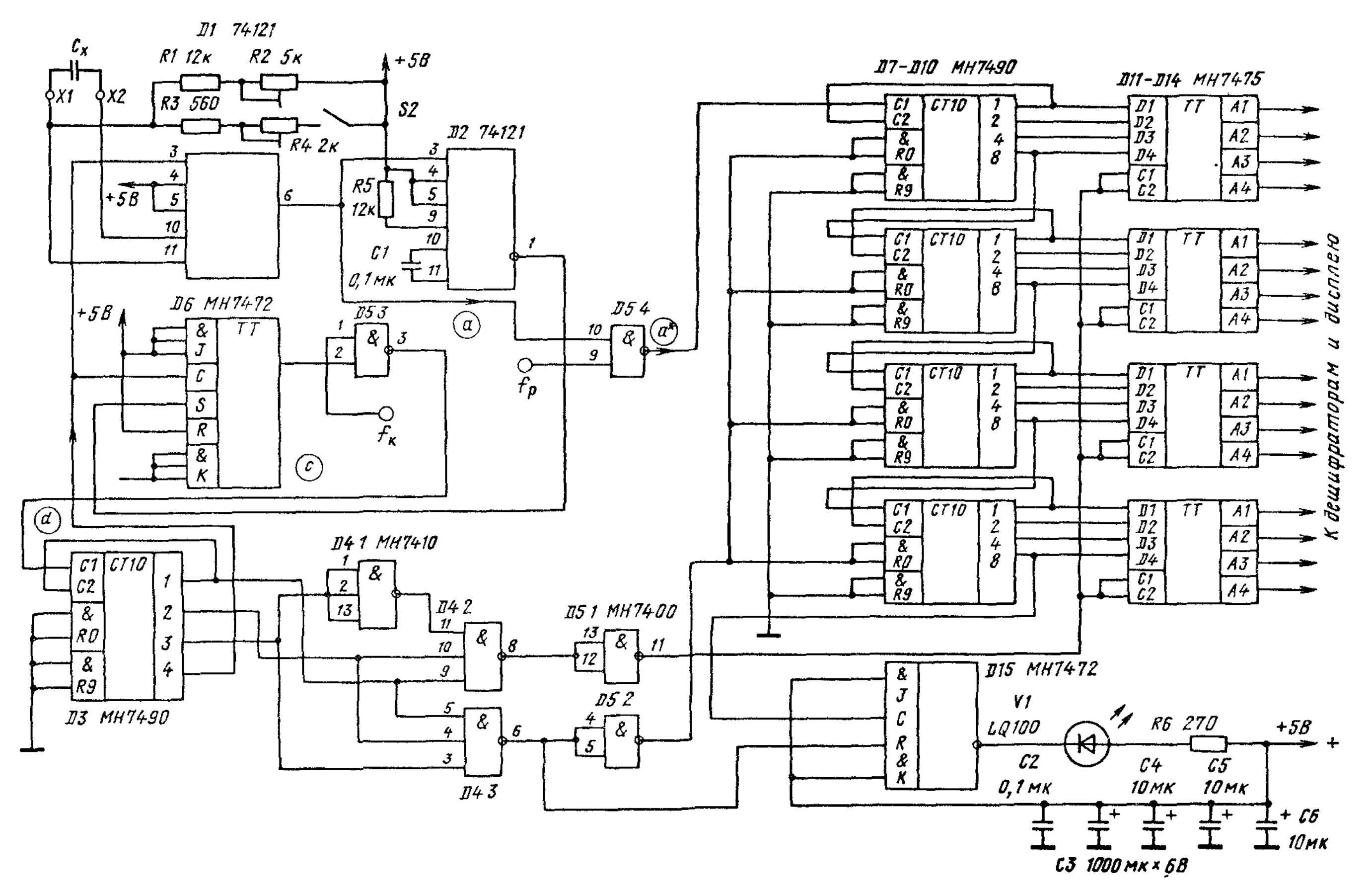


Рис. 3



D1 74121
Cx
X1
X2
R1 12к
R2 5к
+5В
R3 560
R4 2к
S2
D2 74121
R5 12к
C1 0,1мк
D6 MH7472
D5 3
fк
D5 4
fр
D7-D10 MH7490
D11-D14 MH7475
CT10
TT
К дешифраторам и дисплею
D3 MH7490
D4 1 MH7410
D4 2
D4 3
D5 1 MH7400
D5 2
D15 MH7472
V1 LQ100
R6 270
C2 0,1мк
C4 10мк
C5 10мк
C6 10мк
C3 1000мк×6В

Рис. 4

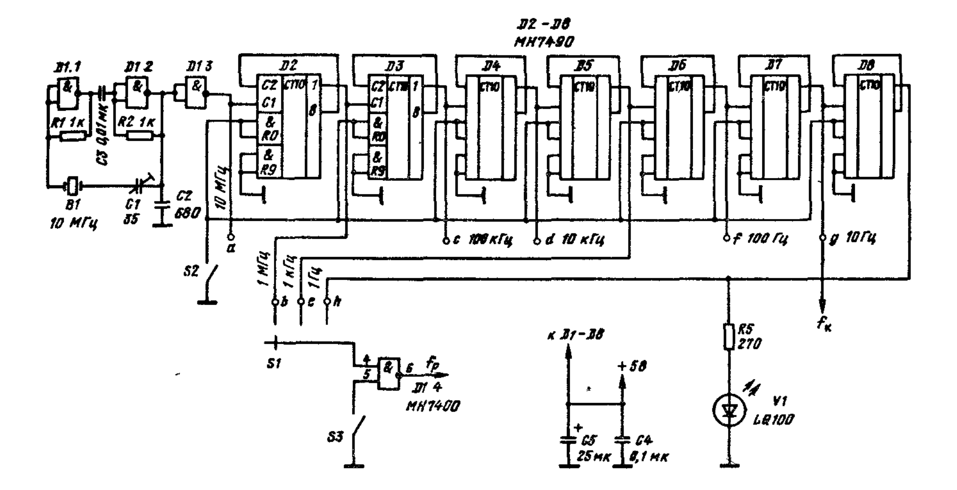


Рис. 5

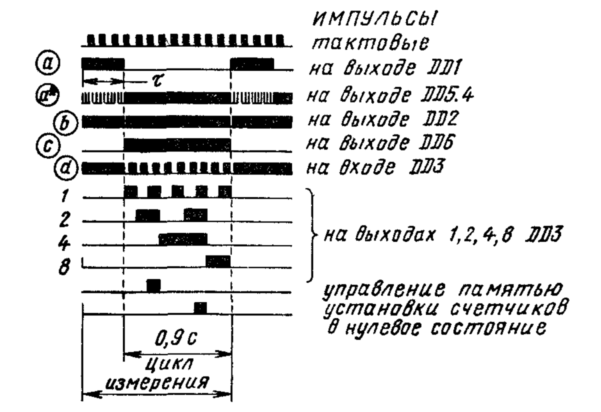


Рис. 6

вое состояние. После этого цикл измерения повторяется.

Прибор конструктивно разделен на два функционально законченных узла. В одном находятся все каскады за исключением генератора тактовых импульсов, который вместе с соответствующими делителями частоты образует второй функциональный узел прибора.

Одновибратор собран на микросхеме *D1*. Измеряемый конденсатор подключают к зажимам *X1* и *X2*. Длительность генерируемого импульса определяется емкостью этого конденсатора и либо сопротивлением резисторов *R1*+*R2*, либо суммарным сопротивлением резисторов *R1*–*R4* (когда замкнуты контакты переключателя *S2*). Расчетное сопротивление хронометрирующего резистора в первом случае 15 кОм (его устанавливают подстроечным резистором *R2*), во втором случае – 1,5 кОм (устанавливают подстроечным резистором *R4*). Изменение на порядок хронометрирующего резистора одновибратора позволяет на порядок сдвигать поддиапазоны измерений прибора, расширяя тем самым его возможности. С выхода одновибратора импульс поступает на логический элемент *D5.4*, на второй вход которого поступают счетные импульсы с частотой повторения $f_р$ (из второго узла прибора). Эти импульсы подсчитываются четырехразрядным счетчиком на микросхемах *D7*–*D10*. Кроме того, импульс с выхода одновибратора на микросхеме *D1* поступает на одновибратор на микросхеме *D2* и своим спадом запускает его. Таким образом, в момент прекращения счетных импульсов генерируется короткий импульс,

который изменяет состояние триггера *D6* и разрешает тем самым прохождение импульсов с частотой повторения 10 Гц (из второго узла прибора) на подпрограммный счетчик, выполненный на микросхеме *D3*. Он формирует задержку в 0,9 с и инициализирует начало следующего цикла измерений установкой триггера *D6* в исходное состояние и запуском одновибратора на микросхеме *D1*. Дешифрируя промежуточные состояния счетчика элементы *D4, D5.1* и *D5.2* формируют в пределах интервала 0,9 с два импульса – переписи содержимого счетчиков *D7–D10* в память (с выхода элемента *D5.1* он поступает на соответствующие входы микросхем *D11–D14*) и с некоторой задержкой импульс установки счетчиков *D7–D10* в нулевое состояние (он формируется на выходе элемента *D5.2*). Триггер на микросхеме *D15* регистрирует переполнение счетчика. При этом начинает светиться светодиод *V1*.

Временные диаграммы импульсов в отдельных точках прибора приведены на рис. 6.

Генератор тактовых импульсов собран на микросхеме *D1* (рис. 5). Точное значение генерируемой частоты – 10 МГц устанавливают подстроечным конденсатором *C1*. Семь декадных делителей на микросхемах *D2–D8* формируют на выходах *b–h* этого узла импульсы с частотами 1 МГц – 1 Гц (на выход *a* поступает сигнал непосредственно с тактового генератора – 10 МГц). Выбор требуемой частоты повторения счетных импульсов $f_р$ производят переключателем *S1*. При измерении емкости до 999,9 нФ она должна быть 1 МГц, до 999,9 мкФ – 1 кГц, до 999,9 мФ – 1 Гц. Полное время измерения (один цикл) зависит от предела измерений. Оно изменяется от примерно 1 с при измерении малых емкостей до минут при измерении конденсаторов емкостью в несколько тысяч микрофарад. Минимальное значение измеряемой емкости (разрешающая способность прибора) – 100 пФ.

Следует учесть, что использование множителя снижает точность измерений из-за сокращения измерительного цикла и поэтому им целесообразно пользоваться только при измерении очень больших емкостей. В общем случае пределы измерений можно изменять переключателем *S1* (рис. 5), выбирая необходимую частоту повторения счетных импульсов. Технические характеристики прибора для различных частот повторения счетных импульсов и сопротивлений хронирующих резисторов приведены в таблице.

Диод *V1* (рис. 5) мигает с частотой повторения 1 Гц и указывает на нормальную работу этого узла прибора.

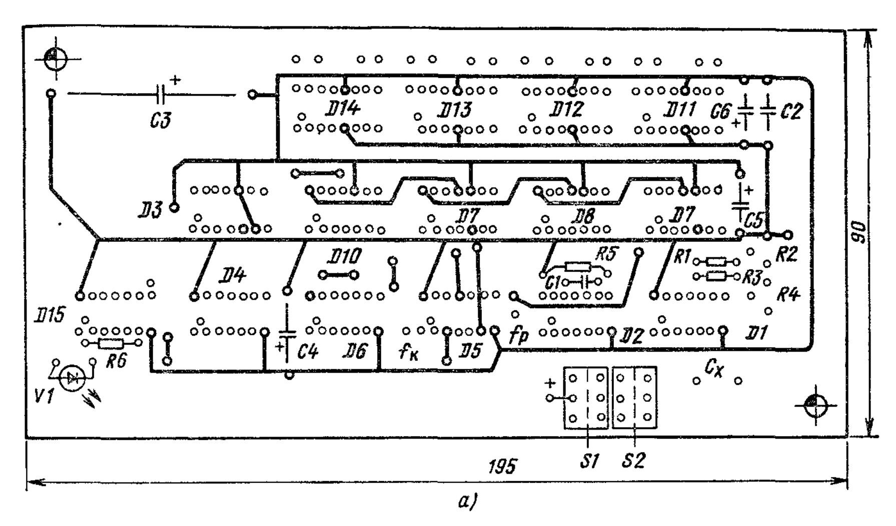
На рис. 4 не показаны дешифраторы и индикаторы. Здесь можно использовать любые стандартные схемные решения.

Таблица

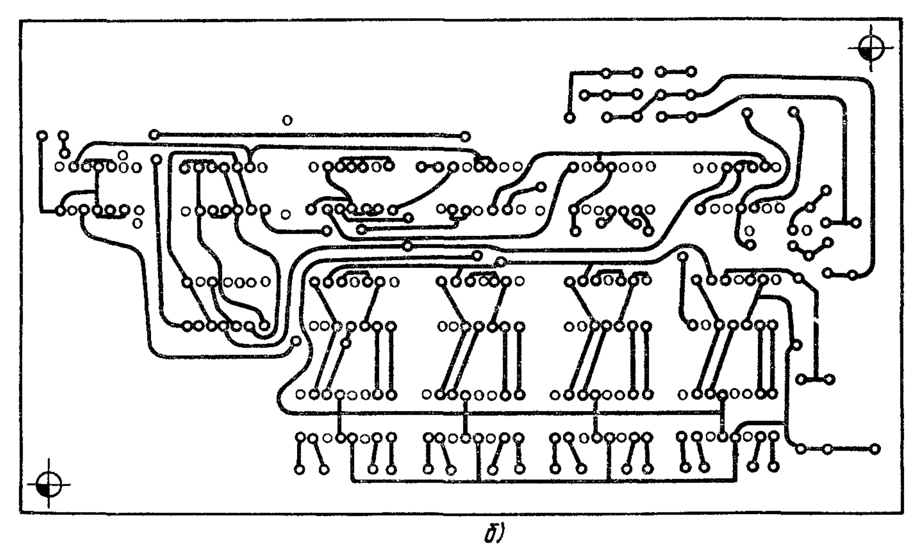
Частота повторения счетных импульсов	Верхний предел измерений	Разрешающая способность	Сопротивление хронометрирующего резистора, кОм
1 МГц	999,9 нФ	100 пФ	15
100 кГц	9,999 мкФ	1 иФ	15
10 кГц	99,99 мкФ	10 нФ	15
1 кГц	999,9 мкФ	0,1 мкФ	15
100 Гц	9,9 мФ	1 мкФ	15
100 Гц	99,99 мФ	10 мкФ	1,5
10 Гц	99,99 мФ	10 мкФ	15
10 Гц	999,9 мФ	100 мкФ	1,5

Цифровой измеритель емкости выполнен на двух печатных платах, из двустороннего фольгированного материала. Разводка печатных проводников на платах и размещение на них деталей показаны на рис. 7–8.

При налаживании прибора первоначально проверяют наличие на выходах *a–h* импульсов с соответствующими частотами повторения и устанавливают подстройкой *C1* частоту тактового генератора 10 МГц. Затем, подключив образцовый конденсатор к клеммам *X1* и *X2*, подстроечными резисторами *R2* и *R4* устанавливают (выбрав, разумеется, предварительно требуемый предел измерений) на дисплее значение его емкости.



а)



б)

Рис. 7

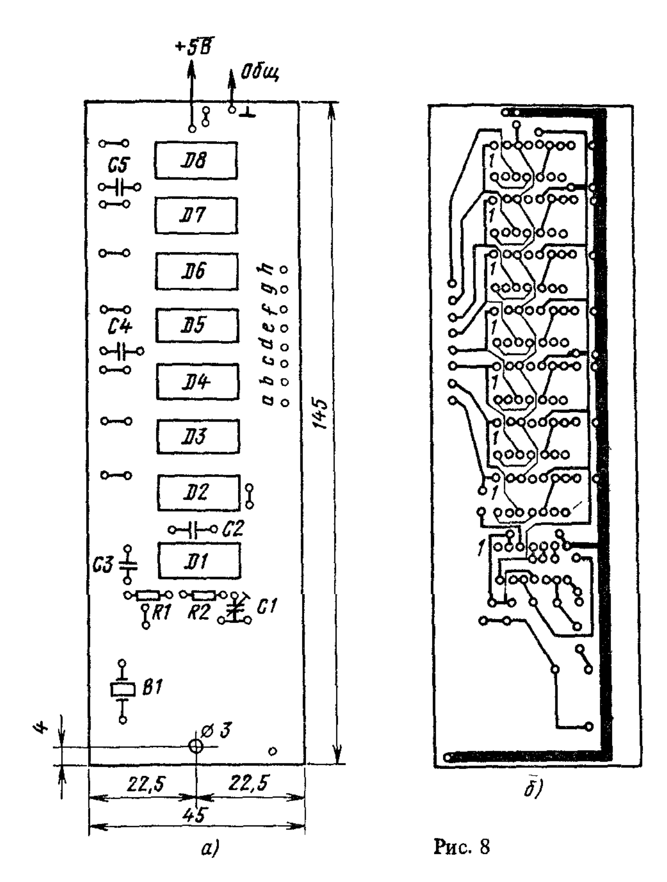


Рис. 8

Аналогами примененных в приборах микросхем являются: МН7490 – К155ИЕ2, МН7400 – К155ЛА3, 74121 – К155АГ1, МН7472 – К155ТВ1, МН7410 – К155ЛА4, МН7475 – К155ТМ7, CD4001 – К176ЛА7. Функциональным аналогом микросхемы MIC74124 является К531ГГ1. Диод КА501 можно заменить на любой высокочастотный кремниевый диод (КД503 и т. п.), светодиод LQ100 – на АЛ307А (Б), транзистор KSY462 – на КТ315, КТ3102 с любым буквенным индексом.

УДК 621.396.67

КОЛЛЕКТИВНАЯ ТЕЛЕВИЗИОННАЯ АНТЕННА

М. ЧЕСКИ (ЧССР)

В настоящее время во многих семьях уже имеется не по одному, а по два, а иногда и по три телевизора. Для нормальной (т. е. обеспечивающей высокое качество изображения и звука) эксплуатации каждый из них требует подключения к внешней

телевизионной антенне. В городах – по крайней мере в тех домах, где имеются коллективные антенны – вопрос решается очень просто. Для этого достаточно завести в квартиру еще один фидер от распределительной коробки, которая, как правило, находится на том же этаже, что и квартира. В сельской местности, в пригородах, где преобладает индивидуальная застройка, коллективных антенн, как правило, нет, вот почему нередко на небольших домах можно порой увидеть „лес" индивидуальных телевизионных антенн. По многим соображениям – экономическим, эксплуатационным, эстетическим – установка в этом случае одной (пусть самодельной) коллективной антенны является предпочтительной.

Прежде чем разбирать особенности организации коллективной сети в пределах небольшого дома (для одной или нескольких семей), напомним некоторые основные положения, касающиеся антенно-фидерной техники.

Приемные антенны преобразуют энергию электромагнитных волн в ВЧ энергию, поступающую по фидеру (обычно это коаксиальный кабель) к телевизионному приемнику. Коэффициент усиления антенны (измеряется в децибелах) показывает, во сколько раз напряжение, возникающее на выходе данной антенны, больше, чем у образцовой. В качестве образцовой антенны обычно используют полуволновый диполь, хотя иногда образцовым считают изотропный (ненаправленный) излучатель. Какую из этих двух антенн считать образцовой непринципиально, ибо известно, что полуволновый диполь имеет выигрыш по усилению по сравнению с изотропным излучателем 2,15 дБ. Нередко в литературе упоминают и эффективную площадь антенны, которая однозначно связана с коэффициентом усиления антенны. Понятие эффективной площади антенны полезно при рассмотрении влияния на ее характеристики металлических предметов (крыша, провода и т. д.), находящихся в непосредственной близости от антенны.

Коэффициенты подавления боковых и тыловых лепестков диаграммы направленности антенны также выражают в децибелах. По сути они характеризуют чувствительность антенны к воздействию мешающих сигналов всех видов. К их числу относятся, в частности, и сигналы телецентра, отраженные от близлежащих металлических предметов, железобетонных строений и т. п. – они могут вызвать ухудшение четкости изображения или даже многоконтурное изображение на экране телевизора.

При приеме сигналов телецентра на большом от него расстоянии (на границе зоны уверенного приема) наиболее важная характеристика антенны – коэффициент усиления.

Передача энергии от антенны к приемнику осуществляется по ВЧ фидеру – коаксиальному кабелю. Одна из основных характеристик кабеля – его волновое сопротивление (измеряется в омах). Для фидеров телевизионных приемных антенн обычно используют кабели с волновым сопротивлением 75 Ом. Еще один важный параметр коаксиального кабеля – погонное затухание, которое характеризует ослабление мощности распространяющегося по кабелю электромагнитного сигнала. Единица измерения – децибелы на метр (на 100 метров, на километр). Потери в кабеле растут с частотой, поэтому для приема сигналов телецентров, работающих на ВЧ каналах метрового диапазона волн и тем более в дециметровом диапазоне волн, желательно применять кабели с малым погонным затуханием.

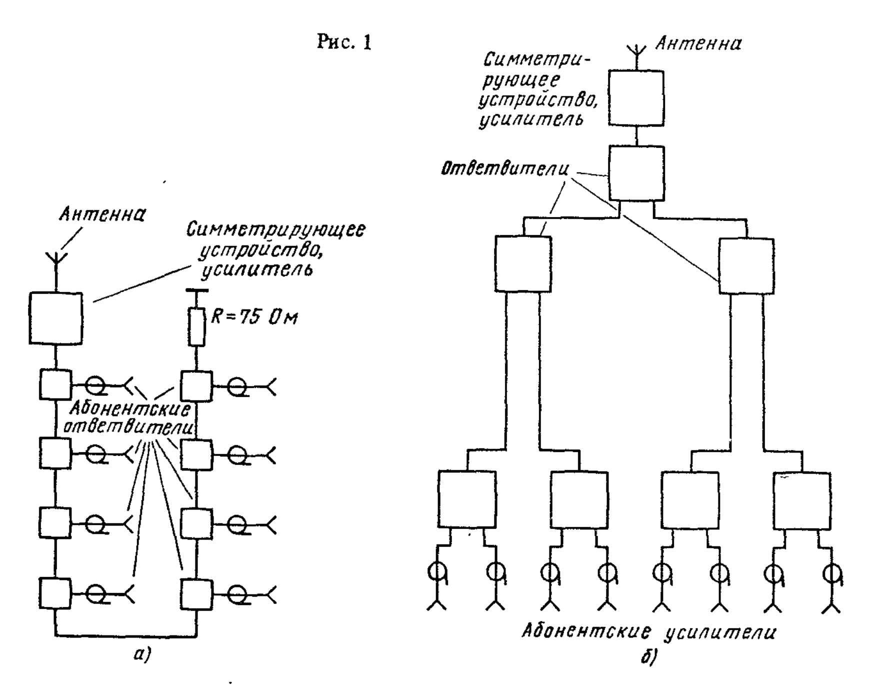
Соединять последовательно можно лишь кабели с одинаковым волновым сопротивлением, иначе часть электромагнитной энергии будет отражаться от точки соединения. Это плохо не только потому, что при этом часть энергии будет потеряна (т. е. ослабнет полезный сигнал). Если фидер имеет хотя бы две точки соединения с несогласованными волновыми сопротивлениями, что из-за многократного отражения в этих точках сигнала на изображении может возникнуть

ухудшение четкости изображения (так называемый муар) или даже повторы изображения. Рассогласование может возникать, в принципе, во многих точках антенно-фидерного тракта (место подключения фидера к антенне и к телевизору, распределительные коробки, если они н имеются в тракте, н т. д.).

В ряде случаев нельзя обойтись только одной телевизионной антенной. Подобная проблема возникает, когда местный телецентр работает на нескольких каналах, существенно различающихся по частоте (в том числе может быть и случай, когда одна из программ передается с вертикальной поляризацией, а другая с горизонтальной), или когда имеется возможность приема более чем одного телецентра (как правило, они в этом случае находятся в разных направлениях от точки приема). Естественно, что при двух приемных антеннах желательно иметь все-таки один фидер – как из соображений удобства пользования, так и из соображений экономии коаксиального кабеля. При достаточно большом разносе частот для решения этой задачи можно воспользоваться селективными элементами – полосовыми фильтрами, а также фильтрами высших и низших частот, которые обеспечат минимальные потери полезного сигнала. Подобные фильтры особенно эффективны при объединении сигналов антенн метрового и дециметрового диапазонов волн. Неселективные устройства объединения сигналов антенн (и, кстати, распределения сигналов от одного фидера к нескольким потребителям) имеют заметное затухание – по крайней мере несколько децибел. Эти потери, так же как и потери в коаксиальном кабеле, необходимо учитывать при разработке сети коллективного пользования телевизионной антенной.

Возможны, в принципе, два варианта реализации внутренней телевизионной сети в доме: последовательная цепь (рис. 1, *а*) и параллельная (рис. 1, *б*). Последова-

Рис. 1



Таблица

Затухание, дБ	Коэффициенты		Затухание, дБ	Коэффициенты	
	c	d		c	d
0,1	0,03	0,06	12	0,60	1,86
1	0,06	0,11	13	0,63	2,11
2	0,11	0,23	14	0,66	2,38
3	0,17	0,36	15	0,70	2,65
4	0,23	0,48	16	0,72	2,95
5	0,28	0,61	17	0,75	3,27
6	0,33	0,75	18	0,77	3,63
7	0,38	0,89	19	0,80	4,46
8	0,43	1,05	20	0,82	4,94
9	0,48	1,23	25	0,90	10,00
10	0,51	1,42	30	0,93	15,00
11	0,56	1,62			

тельную цепь можно применять там, где уровень сигнала, поступающего с телевизионной антенны, относительно большой, а общая протяженность сети в доме (от первого ответвления до последнего) небольшая. Дело в том, что в этом случае потери сигнала заметно растут по мере того, как мы удаляемся от антенны. Причин тому две: увеличивается длина кабеля, предшествующего данному ответвлению в сети, и возрастает число ответвителей, включенных до него в сеть. Критерий применимости такой цепи очевиден – у самого дальнего от антенны абонента уровень сигнала должен быть достаточен для качественного приема телевизионных программ. Вариант с параллельной цепью приведен на рис. 1, *б*. Здесь неравномерность в уровнях сигнала у отдельных абонентов будет ниже. Заметим, что независимо от типа цепи к каждому ответвителю следует подключить либо телевизионный приемник, либо (если приемник по каким-то причинам отключают, например направляют в ремонт) нагрузочный резистор сопротивлением, равным волновому сопротивлению кабеля (75 Ом). Для этой цели у абонента должна иметься стандартная (как у телевизора) ВЧ розетка с подпаянным к ней резистором. В принципе допустимы и комбинированные варианты сети, когда имеются как последовательная, так и параллельная ее части.

Возможность реализации того или иного варианта целесообразно проверить экспериментально. Для этого оценивают потери в фидере и распределительном тракте и подключают исправный телевизионный приемник к антенне через аттенюатор, имеющий такие же потери. Если качество изображения достаточно хорошее, то

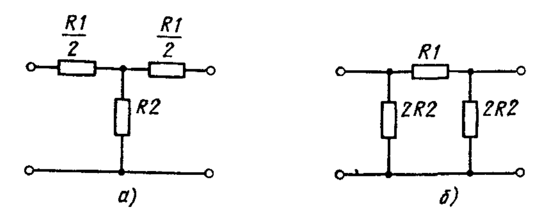


Рис. 2

изготовление выбранного варианта коллективной сети оправданно. Принципиальные схемы аттенюаторов П- и Т-образного приведены на рис. 2. Оба варианта аттенюаторов равноценны и на выбор того или иного из них могут влиять только практические соображения (например, наличие соответствующих резисторов для изготовления данного аттенюатора).

Для Т-образного звена сопротивление резисторов $R1$ и $R2$ расчитывают по формулам

$$R1 = 2Zc;$$
$$R2 = Z/d,$$

где Z – волновое сопротивление коаксиального кабеля фидера;

c и d – коэффициенты, зависящие от требуемого затухания аттенюатора (их берут из таблицы).

Для П-образного звена формулы для расчета имеют следующий вид:

$$R1 = dZ;$$
$$R2 = Z/2c.$$

Резисторы для аттенюаторов следует подобрать с точностью не хуже 5%. При больших отклонениях их сопротивлений от расчетных значений не только изменяются потери, вносимые аттенюатором, но возможно и появление рассогласования аттенюатора с фидером.

Если уровень сигнала невелик, то необходимо ввести в тракт коллекторной телевизионной сети дополнительный усилитель. Заметим, что следует избегать применения усилителей по двум причинам. Во-первых, это будет самый ненадежный элемент системы (требующий к тому же источника питания). Во-вторых, он может сам стать источником искажений принимаемых сигналов (из-за интермодуляционных явлений, характерных для усиления сигналов в широкой полосе частот). В этом случае на нелинейные элементы усилителя воздействует сразу несколько мощных сигналов, что и может привести к заметной интермодуляции. Однако иногда обойтись без усилителя невозможно, но при этом следует придерживаться простых правил, которые минимизируют отрицательные явления, связанные с интермодуляцией.

Прежде всего усиливать необходимо только тот сигнал, который нуждается в усилении. Иными словами, там, где это возможно, полосу частот сигналов, поступающих на усилитель, необходимо ограничивать селективными цепями. Если усиливаются несколько сигналов, то их уровни необходимо перед подачей на усилитель выравнять (допустима разница не более чем в 3 дБ). Если в полосу пропускания усилителя попадает диапазон УКВ ЧМ вещания, то необходимо принять меры, чтобы уровень сигналов УКВ ЧМ станций был ниже уровня сигналов телевизионных станций примерно на 10 дБ. Коэффициент усиления следует выбирать минимально необходимый для получения приемлемого качества телевизионного изображения. Это особенно существенно, если усиливаются сигналы нескольких телевизионных программ. Естественно, что усилитель должен быть согласован с фидером как на входе, так и на выходе.

Несколько вариантов размещения телевизионной антенны на крыше дома показано на рис. 3–6. В местности, где имеются источники интенсивных помех (в частности, из-за отражения электромагнитных волн от соседних зданий), антенну целесообразно устанавливать на скате крыши. В этом случае крыша будет в какой-то мере защищать антенну от помех, поступающих с других направлений (рис. 3). С конструктивной точки зрения антенну, конечно, удобнее размещать на гребне

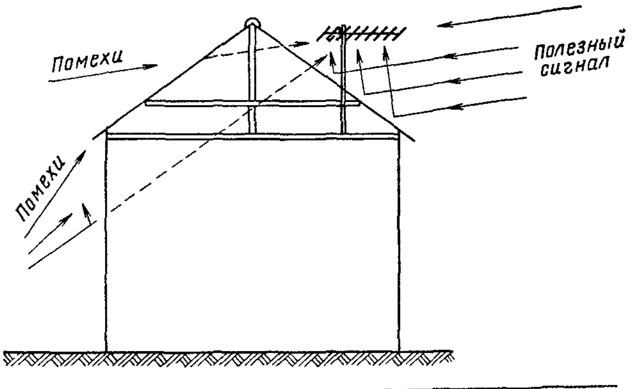


Рис. 3

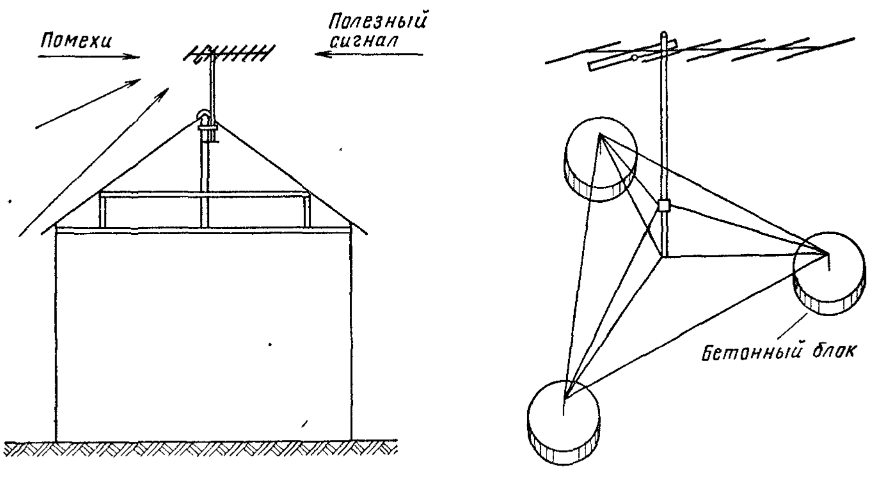


Рис. 4

Рис. 5

крыши (рис. 4). Этот вариант на практике используют чаще всего. Он может оказаться неприемлемым лишь в том случае, когда речь идет о приеме в условиях интенсивиых помех на границе зоны уверенного приема телевизионных сигналов. На плоской крыше антенну обычно размещают примерно в середине. Если на ней нет элементов, за которые можно закрепить оттяжки антенны, то решением этой задачи может быть установка на крыше небольших бетонных блоков (рис. 5). Это позволит избежать повреждения крыши при установке специальных крепящих болтов и т. д. Один из удобных вариантов установки антенны – крепление ее к стене строения (рис. 6). Чтобы избежать попадания в помещения воды, стекающей по фидеру, в месте его ввода в помещение необходимо сделать небольшую петлю. Крепление мачты антенны к стене здания имеет один недостаток – возникающий при раскачивании антенны ветром шум проникает в помещение. Для невысоких строений антенну можно установить рядом со стеной, но на собственном основании (бетонной подушке и т. п.), как это показано иа рис. 7. Узел крепления антенны к стене при этом не иесет

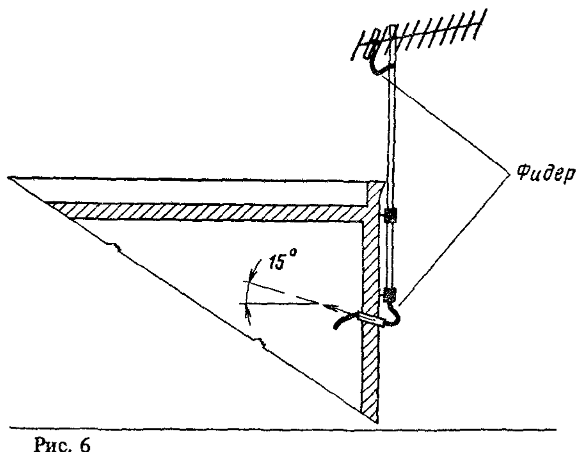


Рис. 6

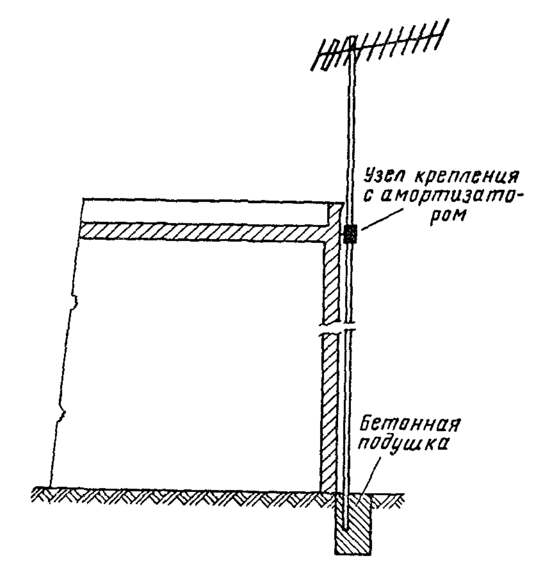


Рис. 7

больших нагрузок и может включать в себя амортизатор (в простейшем варианте прокладку из резины), который ослабит передачу колебаний мачты антенны на стену здания.

Если в сети используется усилитель телевизионных сигналов, то его целесообразно размещать как можно ближе к антенне (например, на чердаке). Идеальным было бы установить его непосредственно на антенне, но в большинстве случаев это невозможно, так как в любительских условиях трудно изготовить корпус, надежно защищающий усилитель от воздействия атмосферной влаги.

При выборе трассы прокладки коаксиального кабеля в доме необходимо стремиться сделать ее минимальной по длине, но здесь нередко определяющими бывают

соображения эстетического плана (он не должен бросаться в глаза и т. д.). Самое тонкое место – изгибы коаксиального кабеля. Они должны быть достаточно плавными, ибо в месте изгиба всегда есть опасность прорезания диэлектрика центральным проводником кабеля. Особенно высока вероятность такого повреждения кабеля при его протаскивании через трубки (рис. 8). В этом случае возможно даже замыкание центрального проводника кабеля на оплетку.

Несколько вариантов прокладки кабеля в доме показаны на рис. 9, *а*, *б* (последовательная цепь) и рис. 9, *в* (параллельная цепь).

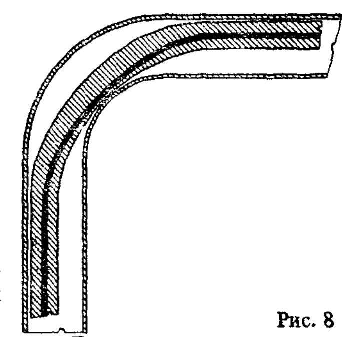


Рис. 8

Суммировать сигналы нескольких антенн можно, как уже отмечалось, разными способами. Если их рабочие диапазоны частот существенно различаются (например, одна антенна работает в метровом, а другая в дециметровом диапазоне), то лучше

Устройство суммирования сигналов антенн

Абонентский ответвитель

а)

б)

в)

Рис. 9

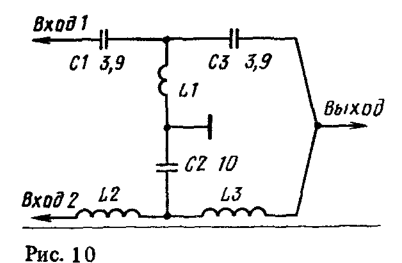


Рис. 10

всего применить устройство, содержащее фильтры низших и высших частот. Причем из-за большого разноса рабочих частот здесь можно обойтись простейшими однозвенными фильтрами. Принципиальная схема подобного устройства приведена на рис. 10, а его амплитудно-частотная характеристика на рис. 11. К входу 1 подключают ДМВ антенну (каналы с 21-го по 61-й), а к входу 2 – антенну метрового диапазона волн (каналы с 1-го по 12-й). Как следует из рис. 11, вносимые в рабочих полосах частот потери у этого суммирующего устройства не превышают 1 дБ. Его можно собрать на небольшой плате из фольгированного материала (рис. 12). Катушка *L1* имеет 1,5 витка проводом 0,5 мм, шаг намотки 1,3 мм. Катушки *L2* и *L3* содержат по 5 витков, шаг намотки 1 мм. Все эти катушки безкаркасные – для их изготовления используют оправку диаметром 3 мм. Прн монтаже устройства следует стремиться к тому, чтобы все проводники, включая и выводы конденсаторов, имели минимальную длину.

Если уровень сигнала одной из антенн заметно больше, чем у другой, то для суммирования этих сигналов можно использовать так называемый направленный ответвитель. В нем используется коаксиальный кабель с дополнительным проводником (рис. 13), к одному из концов которого подключают фидер антенны *2*, имеющий больший уровень сигнала, а к другому – нагрузочный резистор *R*. Сигнал от антенны *1* проходит на выход устройства практически без потерь, а сигнал от антенны *2* частично попадет (из-за связи между проводниками) в основной фидер, а частично рассеивается на резисторе *R*. Электрическая длина ответвителя *l* должна быть примерно λ/4 для средней частоты рабочего диапазона волн второй антенны.

Практическая конструкция устройства для суммирования сигналов на основе направленного ответвителя показана на рис. 14. Собственно ответвитель изготавлива-

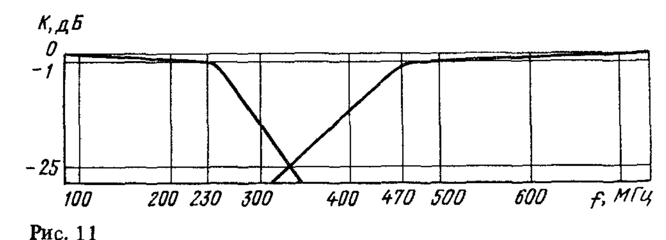


Рис. 11

Рис. 12

К ТВ приемнику
К антенне
f_2
f_1+f_2
Скоба
Контактные площадки
Ответвитель
Основание
Нагрузочный резистор
Пайка к основанию
f_1
К антенне 1

Антенна 1
Антенна 2
Симметрирующие устройства
R
l
К приемнику

Пайка к фольге
Фольга
Мерная проволока
Пайка к основанию

Рис. 13

Рис. 14

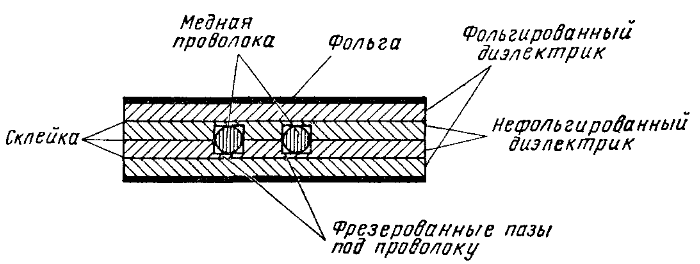
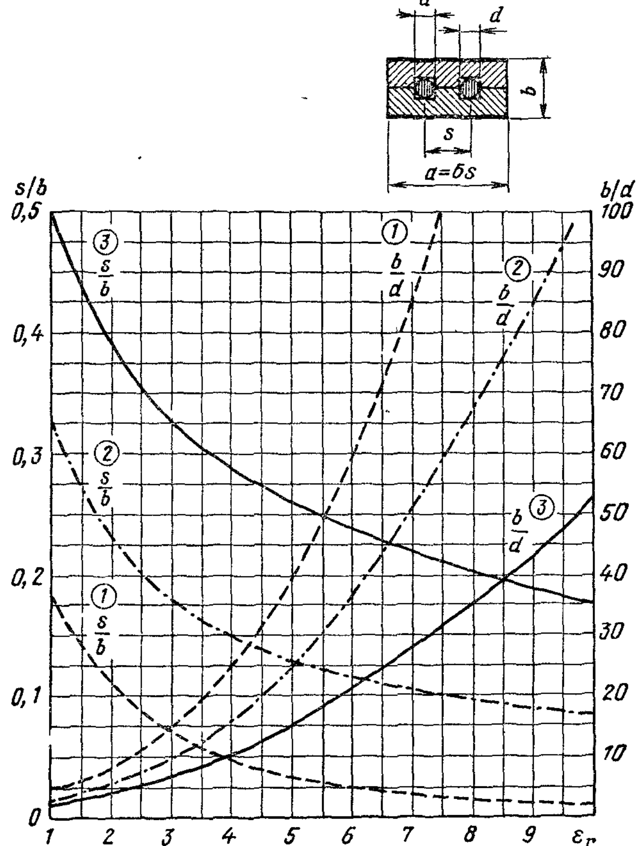
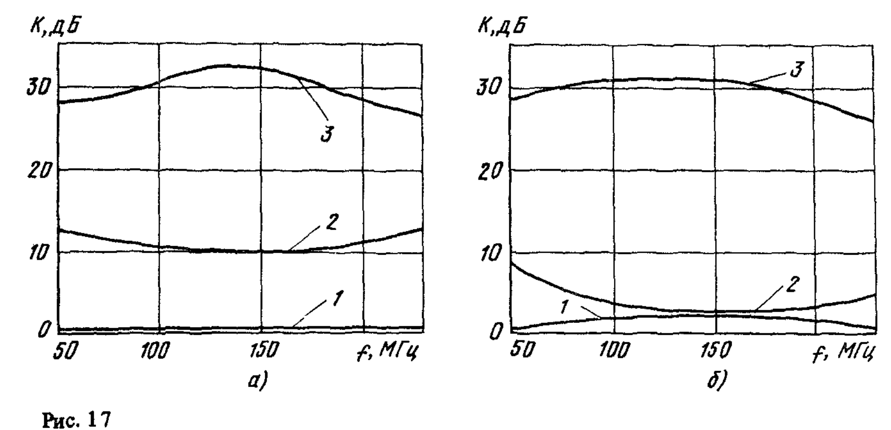


Рис. 15



d
d
b
s
a=6s
s/b
b/d
0,5
0,4
0,3
0,2
0,1
0
100
90
80
70
60
50
40
30
20
10
1
2
3
4
5
6
7
8
9
εr

Рис. 16



K,дБ
30
20
10
0
50
100
150
f, МГц
a)
K,дБ
30
20
10
0
50
100
150
f, МГц
б)

Рис. 17

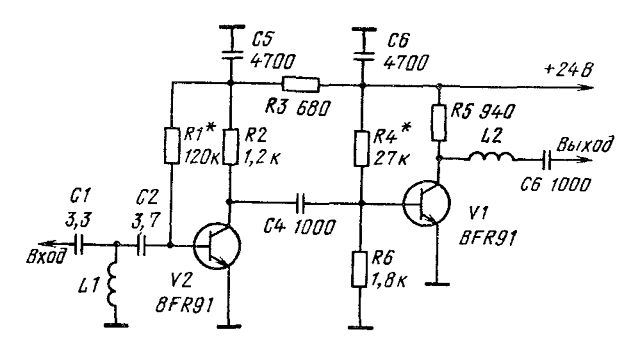


Рис. 18

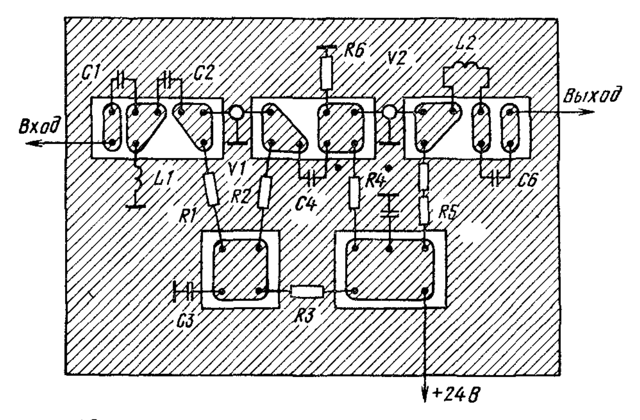


Рис. 19

ют из двух пластинок одностороннего фольгированного материала, между которыми в диэлектрических пластинках с пазами фиксируют центральные проводники коаксиальных кабелей (рис. 15). Соотношения между основными размерами направленного ответвителя зависят от диэлектрической проницаемости ϵ материала, из которого он изготовлен. Для трех значений коэффициента связи между проводниками коаксиального кабеля эти зависимости приведены на рис. 16. При определении физической длины направленного ответвителя естественно необходимо принимать во внимание значение диэлектрической проницаемости материала – линия будет в $\sqrt{\epsilon}$ раз короче, чем расчетное значение ее электрической длины. Типичные частотные зависимости основных характеристик такого сумматора для двух различных коэффициентов связи между центральными проводниками направленного ответвителя приведены на рис. 17*а, б*. Здесь *1* – потери, вносимые ответвителем в сигнал антенны *1*; *2* – потери, вносимые ответвителем в сигнал антенны *2*; *3* – развязка между антеннами *1* и *2*.

Принципиальная схема простого широкополосного усилителя телевизионного сигнала приведена на рис. 18 Его коэффициент шума около $3kT_0$, а коэффициент усиления составляет примерно 30 дБ в метровом диапазоне волн и 25 дБ в дециметровом диапазоне. При налаживании устройства подбором резисторов *R1* и *R4* устанавливают коллекторные токи транзисторов *V1* и *V2* соответственно 7 и 17 мА. Усилитель можно

5 Зак. 240

собрать на небольшой печатной плате (рис. 19). За исключением резисторов все детали устанавливают на плате со стороны фольги. Катушка *L1* имеет 1,75 витка проводом 0,5 мм. Ее наматывают виток к витку на оправке диаметром 4 мм. Катушка *L2* содержит три витка проводом 0,2 мм. Намотка рядовая, виток к витку на оправке диаметром 1,5 мм. *R5* состоит из двух включенных последовательно резисторов сопротивлением 470 Ом. В процессе наладки напряжение питания на транзисторах следует повышать постепенно, контролируя ток, потребляемый усилителем. Его резкое (скачком) увеличение будет свидетельствовать о самовозбуждении усилителя.

Транзисторы BRF91 можно заменить на КТ610А(Б). В качестве ответвителей можно использовать имеющиеся в широкой продаже абонентские ответвители „Краб".

УДК 621.396.6

ЭЛЕКТРОННЫЕ ЧАСЫ НА ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМАХ СЕРИИ К176

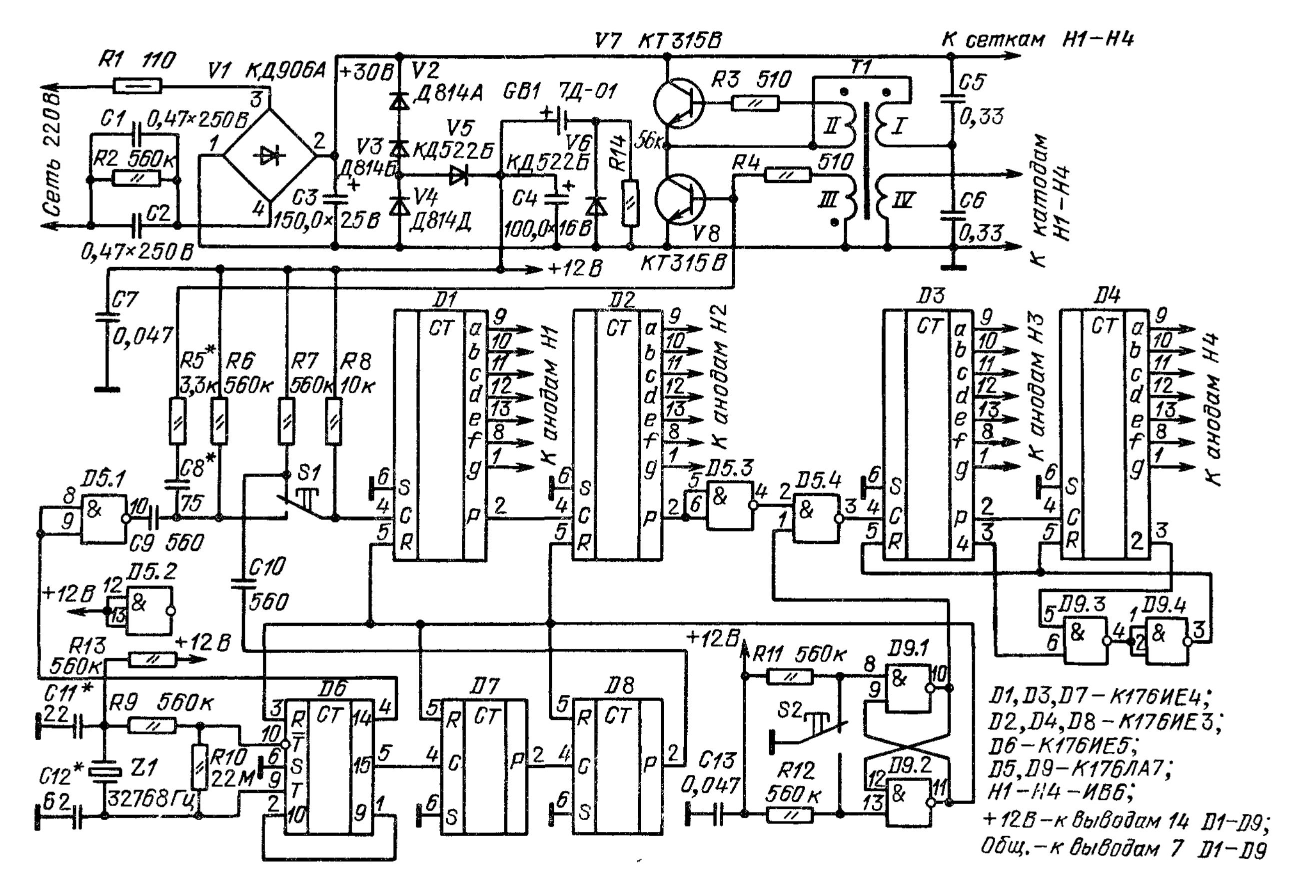
Л. ЛОМАКИН (СССР)

Интегральные микросхемы серии К176 обладают чрезвычайно малым потреблением мощности. В состав серии входят микросхемы, специально предназначенные для использования в часах, что позволяет собрать достаточно простые электронные часы с бестрансформаторным питанием и резервной аккумуляторной батареей, обеспечивающей отсутствие сбоев в ходе часов при перерывах в подаче сетевого напряжения. Схема одного из возможных вариантов электронных часов на таких микросхемах приведена на рис. 1.

Задающий генератор выполнен на микросхеме *D6* и кварцевом резонаторе *Z1* частотой 32768 Гц. В результате деления частоты генераторы на 2^{15} в микросхеме *D6* на ее выходе *15* (вывод *5*) образуются импульсы с частотой 1 Гц. Частота импульсов делится в микросхемах *D7* и *D8* до одного импульса в минуту. Через дифференцирующую цепочку *C10R7R8* и нормально замкнутые контакты кнопки *S1* импульсы поступают на счетчики единиц минут (*D1*), десятков минут (*D2*, единиц часов (*D3*), десятков часов (*D4*). В счетчике часов коэффициент пересчета 24 обеспечен за счет подключения выходов *2 D4* и *4 D3* через элемент И (*D9.3* и *D9.4*) к входам *R* этих же микросхем.

В часах для упрощения схемы применено непосредственно подключение вакуумных люминесцентных семисегментных индикаторов к выходам микросхем серии К176. Для получения достаточной яркости свечения напряжение питания микросхем увеличено до 12 . . . 13 В, напряжение, подаваемое на сетки индикаторов, составляет 30 В, несколько увеличено напряжение накала. Эти меры позволили исключить ключевые транзисторы. Однако в такой схеме включения светятся лишь самые маленькие индикаторы – ИВ-6 и ИВ-8, неплохие результаты получены с ИВ-22. Для уменьшения переменного напряжения на резонаторе *Z1* включен резистор *R13*.

В часах предусмотрена как установка часов, так и минут. Установка часов производится следующим образом. Нажатие на кнопку *S2* переключает триггер на элементах *D9.1* и *D9.2*, служащий для подавления дребезга контактов кнопки, в состояние, в котором на входе *1 D5.4* возникает напряжение низкого уровня (логический 0), на выходе – высокого (логическая 1). Кроме того, при нажатии на кнопку *S2*



R1 110
V1 КД906А
+30В
V2 Д814А
V7 КТ315В
К сеткам Н1–Н4
Сеть 220В
C1 0,47×250В
R2 560к
C2 0,47×250В
GB1 7Д-01
R3 510
T1
C5 0,33
V3 Д814Б
V5 КД522Б
V6 КД522Б
R14 56к
R4 510
C3 150,0×25В
V4 Д814Д
C4 100,0×16В
V8 КТ315В
C6 0,33
К катодам Н1–Н4
+12В
C7 0,047
R5* 3,3к
R6 560к
R7 560к
R8 10к
C8* 75
D5.1
C9 560
S1
D1
D2
D3
D4
К анодам Н1
К анодам Н2
К анодам Н3
К анодам Н4
D5.3
D5.4
D5.2
C10 560
D9.3
D9.4
R13 560к
C11* 22
R9 560к
R10 22М
C12* 62
Z1 32768Гц
D6
D7
D8
C13 0,047
R11 560к
R12 560к
S2
D9.1
D9.2
D1,D3,D7 – К176ИЕ4;
D2,D4,D8 – К176ИЕ3;
D6 – К176ИЕ5;
D5,D9 – К176ЛА7;
Н1–Н4 – ИВ6;
+12В – к выводам 14 D1–D9;
Общ. – к выводам 7 D1–D9

Рис. 1

5*

происходит установка в нулевое состояние делителя *D6, D7, D8* и счетчика минут *D1* и *D2.* В момент отпускания кнопки *S2* изменение уровня на входе *C D3* с высокого на низкий увеличивает показание счетчика часов на единицу. Нажав кнопку *S2* несколько раз, можно установить необходимое показание счетчика часов. Последний раз необходимо отпустить кнопку по шестому сигналу поверки времени или в момент прохождения секундной стрелки эталонных часов числа 12.

Если пуск часов осуществлялся не в момент времени, соответствующий целому часу, установку минут производят нажатием на кнопку *S1.* В результате на вход *D1* с выхода *14 D6* подаются импульсы с частотой 2 Гц. Дифференцирующие цепочки *C9R6R8* и *C10R7R8* необходимы для подавления дребезга контактов кнопки *S1.*

В часах применено питание от сети без понижающего трансформатора. Напряжение сети гасится на конденсаторах *C1* и *C2,* выпрямляется мостом *V1* и стабилизируется цепочкой стабилитронов *V2–V4.* Со стабилитрона *V4* через диод *V5* напряжение 12 В поступает на выводы *14* микросхем *D1–D9.* Напряжение +30 В подается на сетки индикаторов и на преобразователь напряжения, выполненный на транзисторах *V7* и *V8* и трансформаторе *T1,* служащий для получения напряжения 0,9 . . . 1 В для питания нитей накала индикаторов. Для запуска преобразователя при включении часов использована цепочка *C8R5,* через которую продифференцированные импульсы с частотой 2 Гц подаются на базу *V8.*

Питание часов резервировано аккумуляторной батареей *GB1.* При наличии напряжения сети происходит подзаряд батареи через резистор *R14* током, компенсирующим саморазряд. При перерывах в подаче напряжения сети питание на микросхемы подается от батареи *GB1* через диод *V6,* с индикаторов напряжение питания снимается. При этом в показаниях сбоя не происходит. Более того, если длительность отключения от сети не превышает суток, ошибка в ходе часов не превышает 1. . . 2 с. Она возникает за счет изменения теплового режима внутри корпуса часов.

Часы позволяют даже без батареи *GB1* отключение от сети на 1 . . . 2 с без сбоя показаний. Питание микросхем при этом осуществляется за счет заряда на конденсаторе *C4.*

В часах применены конденсаторы типа К73-17 (*C1, C2*), К52-2 (*64C3, C4*), КМ-6 (*C5, C6*), КМ-5а (*C1–C10, C13*), К-10-17 (*C11, C12*), резисторы МЛТ, кварцевый резонатор *Z1* от наручных часов. В качестве кнопок *S1* и *S2* использованы микропереключатели МП7, напротив штоков которых в корпусе часов просверлены отверстия. Трансформатор *T1* намотан на кольцевом ферритовом магнитопроводе М600 К10×6×5 проводом ПЭЛШО-0,27. Обмотка *I* содержит 60 витков, *II* и *III* по 10 витков, обмотка *IV* – 5 витков.

Все детали часов, кроме *R1* и *GB1,* размещены на печатной плате размерами 70× ×90 мм. На рис. 2, *а* приведено расположение проводников на стороне, противоположной стороне установки деталей, на рис. 2, *b* – расположение деталей и проводников на стороне деталей. Проволочный резистор *R1* установлен в сетевой вилке, батарея *GB1* – рядом с печатной платой в корпусе часов. Конструкция часов показана на рис. 3. Корпус выполнен из прозрачного органического стекла толщиной 3 мм и оклеен светлой декоративной пленкой под дерево. Торцевая и внутренняя поверхности верхней, нижней и боковых стенок корпуса окрашены темной коричневой нитроэмалью. В пленке на передней стенке корпуса (после ее наклейки) вырезано окно против индикаторов. Печатная плата и задняя стенка крепятся винтами *М2* к четырем бобышкам из органического стекла, приклеенным к боковым стенкам корпуса.

При налаживании часов следует подобрать емкость конденсатора *C8* и сопротивление резистора *R5* для обеспечения надежного запуска преобразователя и отсутствия срывов генерации, которые могут происходить при подаче импульсов

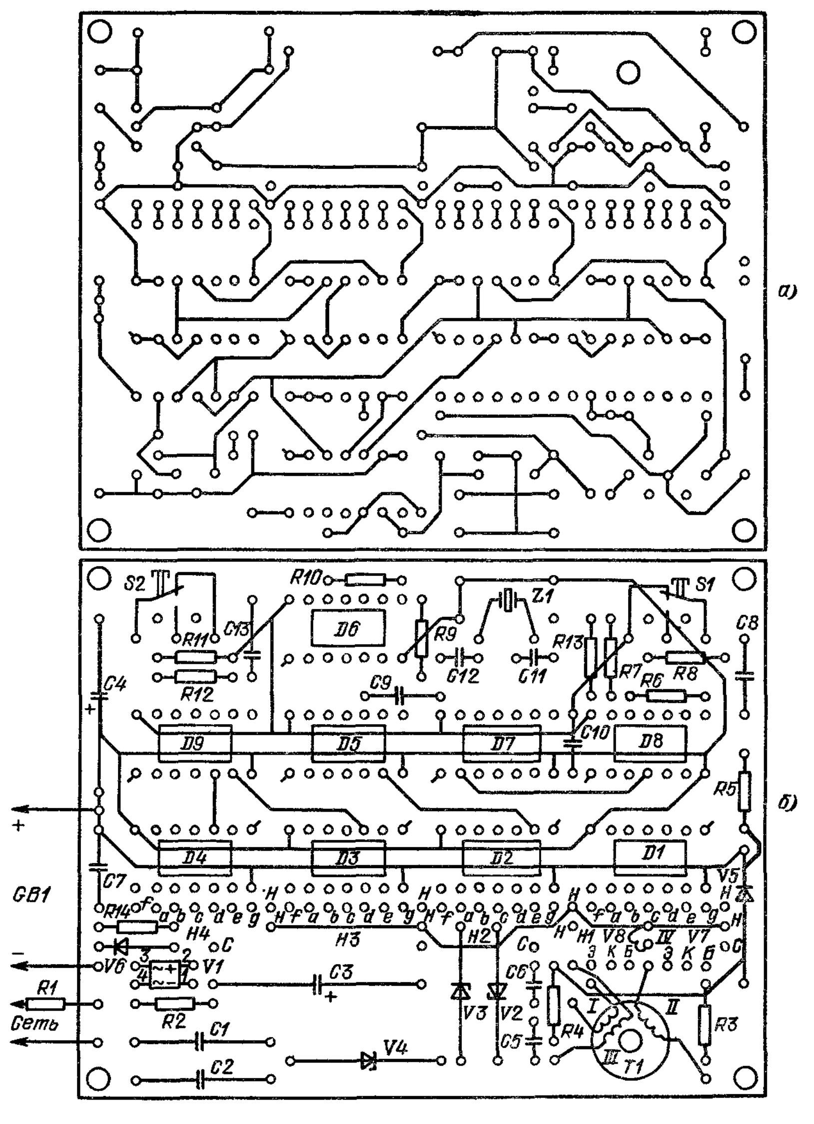


Рис. 2

на базу *V8* в противофазе с собственными колебаниями преобразователя при большой емкости конденсатора *C8*. Для обеспечения точности хода конденсаторы *C11* н *C12* подбирают после установления теплового режима в корпусе часов.

Значительно облегчить н ускорить подстройку хода часов можно установкой вместо каждого из конденсаторов *C11* и *C12* параллельно соединенных постоянного и подстроечного конденсаторов. Вместо *C11* следует установнть постоянный конденсатор емкостью 12 пФ и подстроечный с максимальной емкостью 20 пФ, вмес-

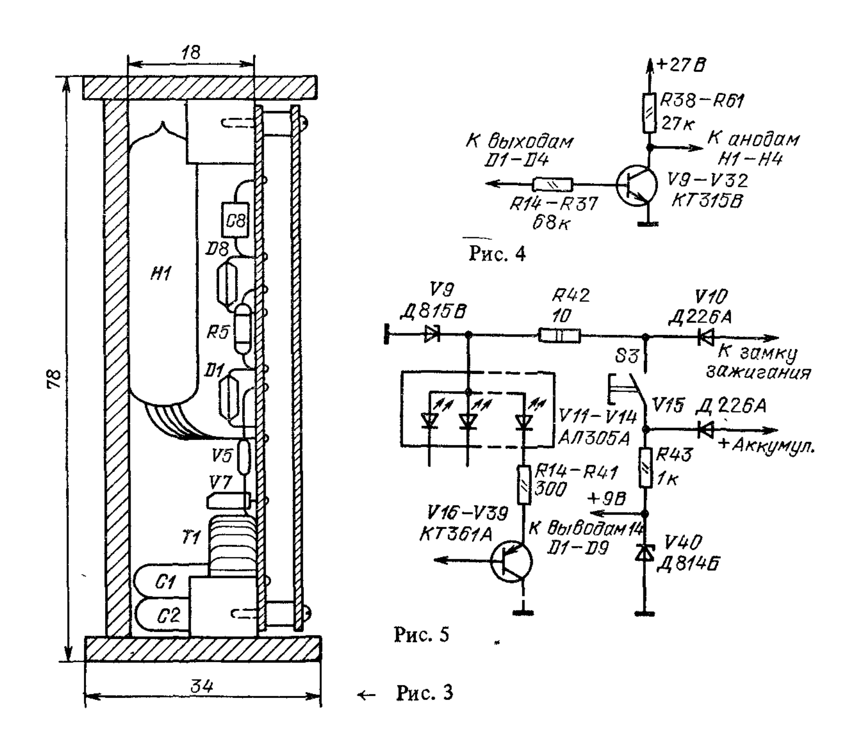


Рис. 4

Рис. 5

← Рис. 3

то *C12* – соответственно 56 и 10 пФ. Подстроечные конденсаторы можно установить в зазоре между печатной платой и задней стенкой, подпаяв их выводы к печатным проводникам. Роторы подстроечных конденсаторов должны быть подключены к общему проводу. Конденсатор, подключенный параллельно *C11*, служит для грубой подстройки частоты, подключенный параллельно *C12* – для точной.

Регулировку хода часов с подстроечными конденсаторами осуществляют следующим образом. Установив роторы конденсаторов в среднее положение, часы в корпусе запускают и определяют их уход за одну-две недели. Затем часы отключают от сети, к выходу 15 *D6* (вывод *5*) и к общему проводу подключают цифровой частотомер в режиме измерения периода и оставляют их в положении свободного доступа к подстроечным конденсаторам для установления теплового режима как в часах, работающих от аккумуляторной батареи, так и во включенном частотомере (примерно на 1 ч).

Далее рассчитывают поправку, на которую необходимо изменить частоту задающего генератора. Предположим, что часы ушли вперед на 5 с за одну неделю. Относительное отклонение частоты от необходимой составит $5/(7 \cdot 86400) = 8{,}3 \cdot 10^{-6}$. Поэтому для понижения частоты до необходимой необходимо увеличить измеряемый по частотомеру период (1 с) на 8,3 мкс. Период подстраивают сначала конденсатором грубой подстройки, затем точной. Хорошо отрегулированные часы обеспечивают точность не хуже 2 с в месяц.

Приведенная схема часов может служить основой для многих конструкций. Можно использовать люминесцентные индикаторы с большим размером цифр и обеспечить большую яркость их свечения, если между выходами микросхем *D1–D4* и анодами индикаторов включить 24 транзисторных ключа, схема одного из которых приведена на рис. 4. Для индикаторов единиц минут и единиц часов нужно по семь клю-

чей, для индикатора десятков минут – шесть, так как аноды *a* и *d* при индикации цифр 0–5 переключаются одинаково и ими можно управлять от одного ключа с коллекторным резистором 15 кОм. Вход ключа можно управлять от выхода *a* или *d* *D3*.

Для индикатора десятков часов необходимо четыре ключа – аноды *a*, *d*, *e* могут управляться от одного ключа с коллекторным резистором 10 кОм, анод *b* может быть постоянно подключен через резистор 27 кОм к источнику +30 В.

Для обеспечения правильной полярности выходных сигналов *D1*–*D4* низкий уровень напряжения для зажигания сегмента подается на управляющие входы *S* указанных микросхем (выводы *6*); необходимо отключить от общего провода и подключить к источнику +9 В. Такое же изменение в схеме необходимо выполнить и для всех описываемых далее вариантов часов.

В блоке питания необходимо заменить стабилитрон *V4* на Д814Б или Д814В с напряжением стабилизации 9,6 . . . 10,2 В, а резистор *R14* уменьшить до значения, обеспечивающего ток подзаряда *GB1* около 30 мкА. Напряжение питания индикаторов при этом снизится примерно до 27 В.

В преобразователе напряжения при применении индикаторов с большим током или большим напряжением накала необходимо параллельно *R3* и *R4* подключить конденсаторы емкостью 270 пФ, транзисторы *V7* и *V8* установить типа КТ3102А, а емкость конденсатора *C8* увеличить примерно до 270 пФ. Число витков обмотки *IV* необходимо пересчитать из расчета пяти витков на вольт.

Необходимо также увеличить суммарную емкость конденсаторов *C1*, *C2* примерно до 1,5 мкФ, а сопротивление резистора *R1* уменьшить до 51 . . . 75 Ом.

В случае использования светодиодных индикаторов с общим анодом, можно изготовить часы для установки в автомобиле. При этом из схемы рис. 1 исключается блок питания (элементы, расположенные на схеме выше *D1*–*D4*, кроме *C4*), а сегменты индикаторов подключают к выходам *D1*–*D4* через эмиттерные повторители на 24 любых маломощных *p-n-p* транзисторах (рис. 5). Для нормирования рабочего тока в цепь каждого сегмента включается свой ограничительный резистор. Для сегментов *a* и *d* индикатора десятков минут используется два резистора и один общий транзистор, для сегментов *a*, *d* и *e* индикатора десятков часов – три резистора и один транзистор. Сегмент *в* индикатора десятков часов необходимо соединить с общим проводом через резистор 360 Ом.

Питание интегральных микросхем часов осуществляется от простейшего стабилизатора на стабилитроне *V40* и резисторе *R43*. При выключенной индикации потребляемый ток составляет около 3 мА.

Для включения индикации необходимо включить зажигание или нажать кнопку *S3*, при этом потребляемый часами ток возрастает примерно до 400 мА. Стабилитрон *V9*, обеспечивающий стабилизированное напряжение для питания индикаторов, необходимо установить на радиатор.

С такими индикаторами можно сделать и настольные часы, но из-за большого потребляемого тока необходим трансформаторный блок питания. Интересно, что питание индикаторов может осуществляться от мостового выпрямителя без сглаживания и стабилизации (обмотка рассчитывается на напряжение 5 . . . 6 В), а стабилизатор для питания микросхем может быть простейшим – резистор и стабилитрон на 9,6 . . . . . . 10,2 В (с подключением резервного аккумулятора).

Возможно применение и накальных индикаторов (ИВ-9, ИВ-13 и т. д.). Их следует включать так же, как и светодиодные, но без ограничительных резисторов. Рабочее напряжение стабилитрона *V9* в автомобильном варианте часов следует выбрать примерно на 1 В больше рабочего напряжения индикаторов для компенсации потерь на эмиттерных повторителях, а напряжение обмотки трансформатора в стационарном

варианте без стабилизации – примерно на 3 В больше, так как около 2 В падает еще и на выпрямитель.

В часах можно применить специально разработанный для часов плоский люминесцентный индикатор ИВЛ-1-7/5. Этот индикатор имеют толщину 10 мм при размере цифр 11×22 мм.

В одном индикаторе расположены четыре знакоместа, сгруппированные по два и разделенные двумя точками. Одноименные аноды знакомест объединены, что позволяет использовать индикатор только в динамическом режиме.

На рис. 6 приведен возможный вариант схемы подключения индикатора ИВЛ-1-7/5 к часам по схеме рис. 1. С вывода *11* микросхемы *D6* сигнал с частотой 32768 Гц поступает на микросхему *D10*, включенную в качестве делителя частоты на 64. С ее выхода сигнал с частотой 512 Гц подается на двухразрядный счетчик на *D*-триггерах *D11.1* и *D11.2*. Элементы *D12.1*, *D12.2*, *D13.1*, *D13.2*, входы которых подключены к выходам *D*-триггеров, образуют дешифратор, на выходах которого последовательно формируются импульсы отрицательной полярности с частотой 128 Гц, поступаю-

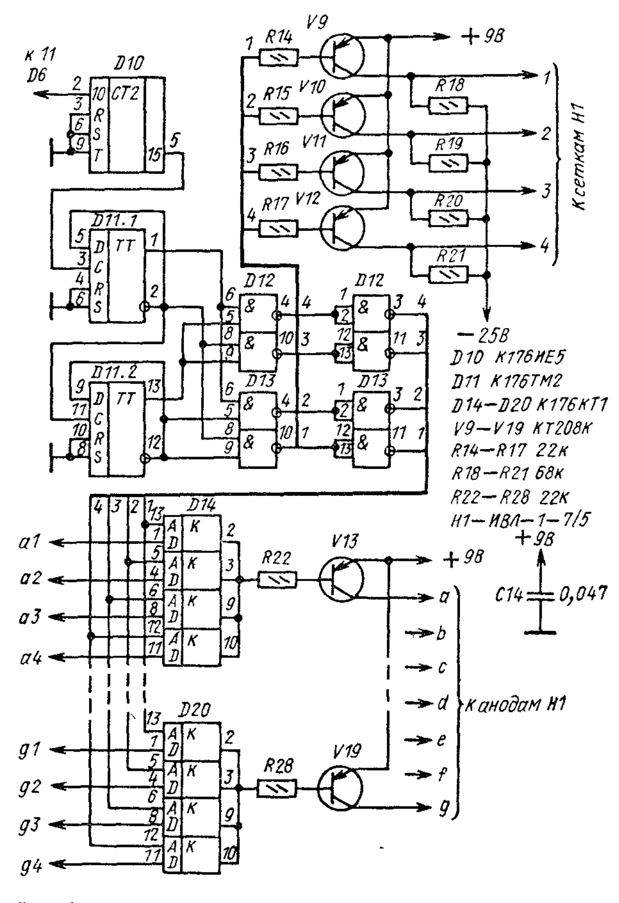


Рис. 6

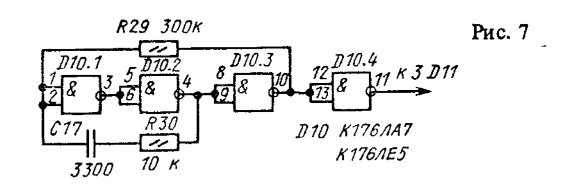


Рис. 7

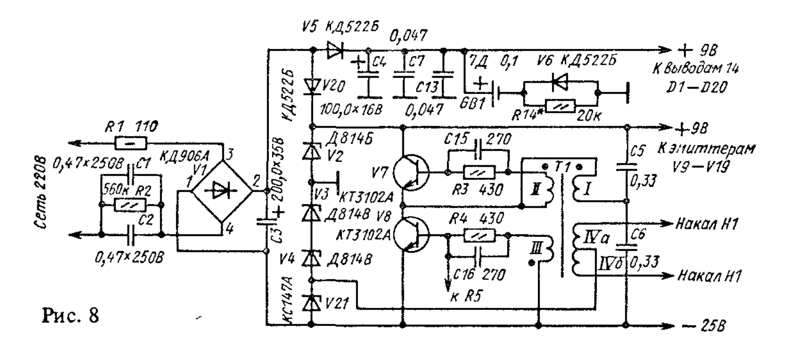


Рис. 8

щие на базы транзисторов *D9–D12* и на входы инверторов *D12.3, D12.4, D13.3, D13.4.* С коллекторов транзисторов импульсы поступают на сетки индикаторов, поочередно включая каждое из знакомест. С выходов инверторов импульсы в положительной полярности подаются на управляющие входы *А* микросхем *D14–D20* типа К176КТ1, выполняющих роль мультиплексеров, поочередно подключающих выходы микросхем *D1–D4* к базам транзисторов *D13–D19.*

Микросхема К176КТ1 – это четыре ключа, в которых сигнал со входа *D* проходит на выход при наличии напряжения высокого уровня на входе *А* и эта цепь разрывается при подаче напряжения низкого уровня на вход *А*. Поочередно подавая напряжение высокого уровня на четыре входа *А* микросхемы, можно передать на объединенные выходы сигналы с соответствующих входов *D*. В результате, в момент подачи положительного импульса на первую сетку (крайнюю правую), на транзисторы *V13–V19* приходят сигналы с микросхемы *D1* и на крайнем правом знакоместе индицируется цифра единиц минут, в следующий момент положительный импульс подается на вторую сетку, на транзисторы подаются сигналы с выходом *D2* и т. д. Благодаря достаточно высокой частоте коммутации мелькание цифр незаметно.

В схеме динамической индикации в качестве интегральной микросхемы *D10* можно использовать двоичный счетчик К176ИЕ1, микросхему К176ИЕ2 в режиме деления на 32. Можно также собрать генератор на одной микросхеме К176ЛА7 или К176ЛЕ5 (рис. 7). В качестве микросхемы *D11* можно использовать также К176ИЕ1 или К176ИЕ2, заменив элементы *D12* и *D13* на дешифратор К176ИД1, входы *4* и *8* (выводы *72* и *77*) которого соединены с общим проводом. Выходы К176ИД1 следует соединить со входами *А D14–D20* и через инверторы – к *R14–R17.*

Транзисторы *V9–V19* – любые маломощные кремниевые типа *p-n-p* с допустимым напряжением коллектор – эмиттер не менее 30 В.

На рис. 8 приведена схема блока питания электронных часов с индикатором ИВЛ-1-7/5. Напряжение питания микросхем около 9,5 . . . 10,0 В определяется стабилитроном *V2.*

Напряжение питания индикатора составляет около 29 В (стабилитроны *V2–V4*). Для исключения подсветки неиндицируемых сегментов на сетки запираемых знакомест через резисторы *R18–R21* подается отрицательное относительно нити накала напряжение величиной около 5 В, получаемое за счет падения напряжения на стабилитроне *V21*.

Напряжение накала индикатора ИВЛ-1-7/5 составляет 5 В, поэтому обмотка *IV* трансформатора *T1* имеет 20 витков с отводом от середины, остальные данные трансформатора те же, что и для основного варианта часов. В связи с тем что схема управления индикаторами с помощью *p-n-p* транзисторов значительно более экономична, чем с *n-p-n* транзисторами, достаточно суммарной емкости *C1* и *C2* около 1 мкФ.

Для того чтобы зажечь точки между цифрами, необходимо подключить сетку, управляющую точками, к любой другой сетке, а аноды точек – к цепи +9 В (катод *2*). Если желательно сделать точки мигающими с частотой 1 Гц, аноды следует подключить через ключ, состоящий из резистора и *p-n-p* транзистора (например, подобно *R28* и *V19*), к выходу 15 (вывод *5*) микросхемы *D6*. Если же аноды точек подключить к этому выходу *D6* непосредственно, вместо полного гашения точек будет происходить уменьшение яркости с частотой 1 Гц, это в меньшей степени раздражает глаза.

Опыт эксплуатации многих экземпляров часов показал, что установка минут в них совершенно необязательна. Поэтому из часов можно исключить *S1, C9, C10, R6, R7, R8,* конденсатор *C8* следует подключить непосредственно к выходу *D5.1* или выводу *14 D6*, вход *C D1* – к выходу *P D8.*

В часы можно встроить будильник. Один из вариантов схемы будильника приведен на рис. 9. К неподвижным контактам переключателей *S3–S6* подводятся позиционные коды соответствующих цифр часов (к *S3* – десятки часов, *S4* – единицы часов, *S5* – десятки минут, *S6* – единицы минут). Подвижные контакты переключателей подключены к элементу И (*D27.1* и *D21.2*). При выключенном будильнике переключатель *S7* (кнопка П2К с самофиксацией) подает напряжение +9 В на вывод *6 D21.4*, и с выхода этого элемента сигнал низкого уровня запрещает прохождение каких-либо сигналов через элемент *D27.2*. При нажатии кнопки *S7* состояние триггера *D21.3, D21.4* не меняется. Однако при совпадении показания часов с набранными переключателями *S3–S6* на всех входах элемента *D27.1* появляются сигналы высокого уровня, элемент И включается, напряжение высокого уровня с выхода *D21 2* переключает триггер *D21.3, D21.4* в другое состояние. Сигнал высокого уровня с выхода *D21.4,* поступая на выход 9 элемента *D27.2*, разрешает прохождение через него сигнала с частотой 1024 Гц с вывода *4 D10* (рис. 6) или с вывода *11 D10* (рис. 7). В последнем случае конденсатор *C17* (рис. 7) следует уменьшить до 1500 пФ. Сигнал 1024 Гц прерывается с частотой 1 Гц сигналом, поступающим с вывода *5 D6*. Прерывистый сигнал через усилитель на транзисторах *V20* и *V21* поступает на головку *B1*. Резистором *R34* можно регулировать громкость сигнала, его максимальный уровень можно установить подбором емкости конденсатора *C18.* В качестве *B1* можно использовать электромагнитный телефон слухового аппарата или любую динамическую головку, включенную через выходной трансформатор любого транзисторного радиоприемника.

Сигнал будет звучать до тех пор, пока кнопка *S3* не будет отпущена.

Для получения позиционного кода десятков часов использован элемент *D21.1*, кода десятков минут – дешифратор *D24*. Коды единиц часов и единиц минут получаются на выходах дешифраторов *D23* и *D26*, входы которых подключены к выходам десятичных счетчиков *D22* и *D25*. Счетчики *D22* и *D25* работают синхронно со

Рис. 9

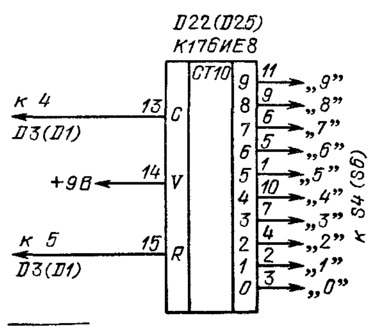


Рис. 10

счетчиками *D3* и *D1*, для чего их входы *R* и *C* попарно объединены. Вместо каждой из пар *D22–D23* и *D25–D26* можно установить по одной микросхеме К176ИЕ8, представляющей собой десятичный счетчик с позиционным дешифратором (рис. 10).

Следует заметить, что подключать микросхемы *D21.1* и *D24* можно к выходам *D4* и *D2* непосредственно лишь для случая соединения входов *S* (вывод *6*) микросхем *D4* и *D2* с источником +9 В. Для исходного варианта часов (рис. 1) подключение цепей будильника к *D2* и *D4* должно осуществляться через инверторы.

Описываемыми вариантами не исчерпывается многообразие схем электронных часов на микросхемах серии К176. Радиолюбители вполне могут сами продолжить их разработку.

УДК 621.398

АППАРАТУРА ДЛЯ РАДИОУПРАВЛЕНИЯ МОДЕЛЯМИ

Я. МЫНАРИК (ЧССР)

В последнее время в аппаратуре радиоуправления моделями (кораблей, самолетов, автомобилей и т. д.) все шире используется частотная модуляция. Ее преимущества (в том числе применительно к задачам дистанционного управления) хорошо известны и подробно рассмотрены в литературе. Однако для этих целей по-прежнему широко применяется и аппаратура с амплитудной модуляцией, которую отличает простота изготовления и налаживания.

Чаще всего для управления моделями используют диапазон 27 МГц*, поскольку высокочастотные тракты приемника и передатчика в этом случае получаются наиболее простыми.

Принципиальная схема передатчика приведена на рис. 1 (кодирующее устройство) и рис. 2 (модулятор и радиочастотный тракт). В описываемой здесь системе управления для формирования шести каналов используется стандартное решение – временное мультиплексирование. Мультиплексированный сигнал с постоянной частотой повторения формируется в кодирующем устройстве передатчика. Мультивибратор на транзисторах *V1* и *V2* (рис. 1) генерирует импульсы („меандр") с периодом повторения 20 мс. Каскады иа транзисторах *V3–V8* формируют шесть управляющих импульсов, соответствующих шести каналам управления. Фронт каждого последующего импульса задержан по отношению к предыдущему иа время, которое зависит от положения движков соответствующих потенциометров (*R43–R47*), а для шестого канала – от положения переключателя *S1*. При среднем положении движков резисторов это время составляет примерно 1,23 мс (см. рис. 3). За управляющими импульсами следует импульс сиихронизации. Поскольку период повторения цикла управления фиксирован (20 мс), то длительность импульса синхронизации изменяется в некоторых пределах, ио для работы системы в целом это несущественно. Через диоды *V16 – V24* оии поступают на сборную шину и далее на модулятор.

Чтобы исключить погрешности управления, связанные с формой сигналов в различных каналах, модулирующему транзистору *V11* (рис. 2) предшествует формирователь. Он выполиеи по схеме одновибратора на транзисторах *V9* и *V10*. Импульсы иа выходе формирователя имеют длительиость 320 мкс.

---

*В СССР для радиоуправления моделями выделен участок 26,957 . . . 27,283 МГц. Выходная мощность передатчика должна быть не более 1 Вт, а излучаемая полоса частот не более 20 кГц. Разрешения на эксплуатацию такой аппаратуры выдает Государственная инспекция электросвязи (по месту жительства моделиста-конструктора). Их оформляют через соответствующий областной комитет ДОСААФ или через клубы моделистов-конструкторов. Эксплуатация аппаратуры для радиоуправления моделями без разрешения Государствеиной инспекции электросвязи категорически запрещена.

Радиочастотный тракт передатчика выполнен на транзисторах *V12–V14*. Рабочая частота задающего генератора стабилизирована кварцевым резонатором *B1*, который возбуждается на третьей механической гармонике. Предварительный усилитель на транзисторе *V13* работает в режиме А, выходной каскад на транзисторе

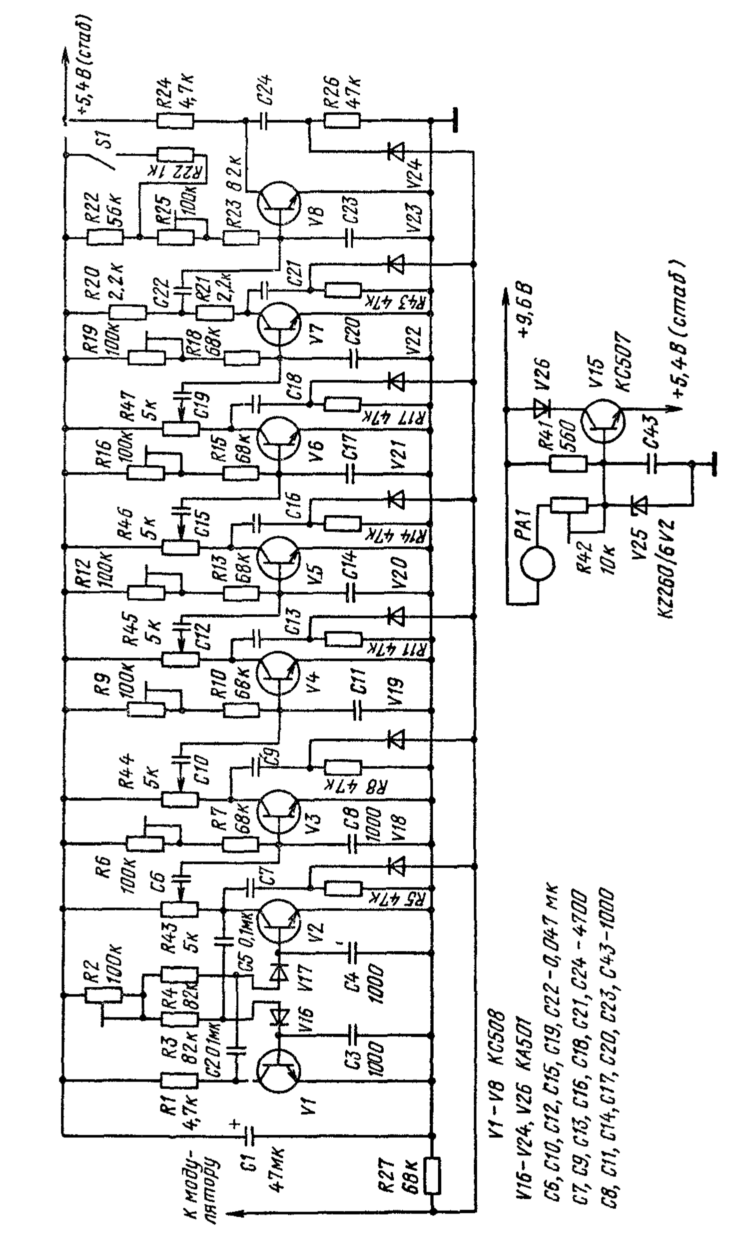


Рис. 1

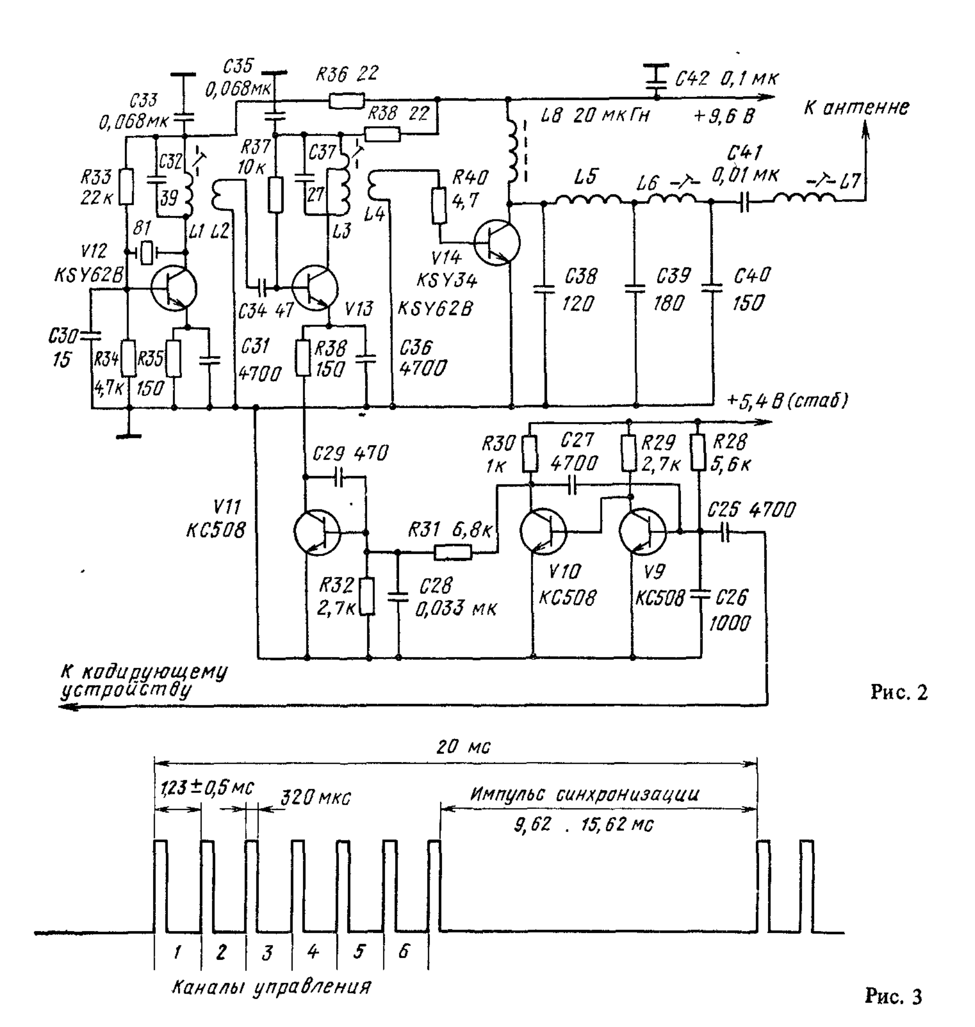


Рис. 2

Рис. 3

V14 – в режиме С. Выходной сигнал фильтруется двухзвенным П-фильтром. Настройку укороченной антенны (ее длина примерно 1,4 м) на рабочую частоту осуществляют катушкой *L7*.

Модуляция осуществляется в предварительном каскаде передатчика. Это позволило применить в качестве модулирующего транзистор малой мощности. Метод модуляции простейший – модулирующий транзистор включен по постоянному току последовательно с транзистором предварительного усилителя передатчика *V13*. Для ограничения крутизны фронта и спада модулирующих импульсов и ограничения тем самым полосы излучаемых частот введены интегрирующие конденсаторы *C28* и *C29*.

Налаживание передатчика целесообразно вести параллельно с монтажом – это позволит избежать выхода из строя транзистора *V14*. Смонтировав задающий генератор, с помощью ВЧ вольтметра (его подключают к катушке *L2*) убеждаются в его работоспособности и подстроечником катушки *L1* добиваются максимального ВЧ напряжения на выходе этого каскада. Затем устанавливают транзистор *V13*, нижний

(по схеме) вывод резистора *R38* соединяют временной перемычкой с общим проводом, а ВЧ вольтметр подключают к катушке *L4*. Вращая подстроечники катушек *L3*, добиваются максимальных показаний ВЧ вольтметра. После этого целесообразно уточнить положение подстроечника катушки *L1* (по максимальному значению ВЧ напряжения на катушке *L4*). Наконец, после установки транзистора *V14* настраивают выходной каскад передатчика с подключенной к нему антенной. Для этого используют простейший индикатор поля (рис. 4). Максимальных показаний добиваются вращением подстроечников катушек *L6* и *L7*, а также сжатием или растягиванием витков катушки *L5*.

Катушки *L1*, *L3*, *L6* и *L7* намотаны на каркасах диаметром 7 мм с подстроечниками из карбонильного железа (резьба М6). Диаметр провода – 0,3 мм. Катушка *L1* имеет 13 витков, *L3* – 10+2 витка, *L6* – 5 витков, *L7* – 12 витков. Катушки связи *L2* и *L4* имеют соответственно 3 и 2 витка проводом диаметром 0,45 мм (в поливинилхлоридной изоляции). Их наматывают у „горячих" концов катушек *L1* и *L3*. Число витков катушки *L7* зависит от точного значения длины антенны и ее положения относительно земли и тела оператора. Их подбирают экспериментально уже после установки передатчика в корпус в рабочем (как при управлении моделью) положении. Катушка имеет *L5* витков провода диаметром 0,8 мм. Намотка безкаркасная на болванке диаметром 8 мм. Индуктивность дросселя *L8* примерно 20 мкГн. Микроамперметр *PA1* должен иметь ток полного отклонения около 200 мкА. К остальным деталям передатчика особых требований ие предъявляется.

При налаживании стабилизатора на транзисторе *V15* при минимально допустимом напряжении источника питания (аккумулятор) подстроечным резистором *R42* стрелку микроамперметра *PA1* устанавливают на некоторое (достаточно произвольное) деление шкалы где-нибудь в районе 1/3 от тока полного отклонения прибора. В данном случае микроамперметр используется как индикатор степени разряженности аккумуляториой батареи: и как только показания его будут меньше, чем выбранное при калибровке значение, то следует ее заменить.

После этого приступают к налаживанию кодирующего устройства. Для этого необходим осциллограф с калиброванной горизонтальной разверткой. Все переменные и подстроечные резисторы предварительно следует установить в среднее положеиие. Щуп осциллографа подключают к коллекторной цепи транзистора *V2* и подстроечным резистором *R2* устанавливают период повторения выходных импульсов мультивибратора 20 мс. Форма импульсов в этой точке приведена на рис. 5. Затем щуп осциллографа подключают к коллекторным цепям транзисторов *V3–V8*. Импульсы в этих точках (их длительность 1 . . . 1,5 мс) должны иметь форму, приведенную на рис. 6. И, наконец, контролируют форму сигнала на сборной шине (рис. 7).

В формирователе при налаживании подбирают конденсатор *C27* таким, чтобы длительность его выходных импульсов была 320 мкс.

Установки пределов измеиеиия длительности управляющих импульсов (±0,5 мс от среднего значения 1,23 мс) добиваются регулировкой соответствующих подстроечных резисторов и подбором положений движков, управляющих резисторов, соответствующих их "нейтральному" положению.

Форма импульсов на выходе формирователя модулятора, а также осциллограмма высокочастотного сигнала на выходе передатчика показаны соответственно на рис. 8 и рис. 9.

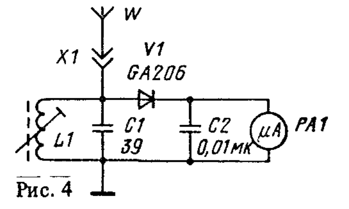


Рис. 4

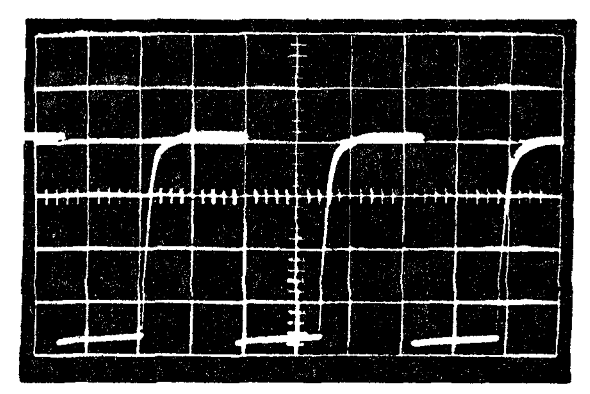


Рис. 5

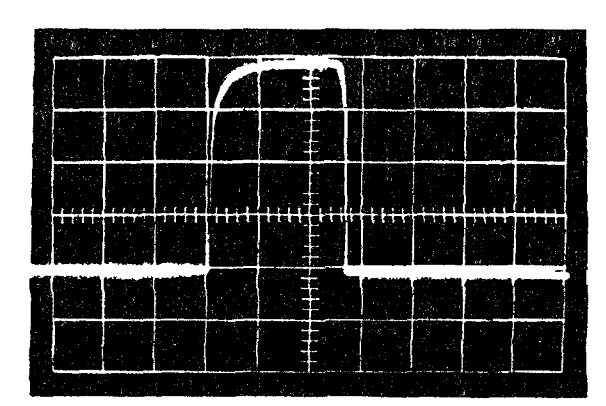


Рис. 6

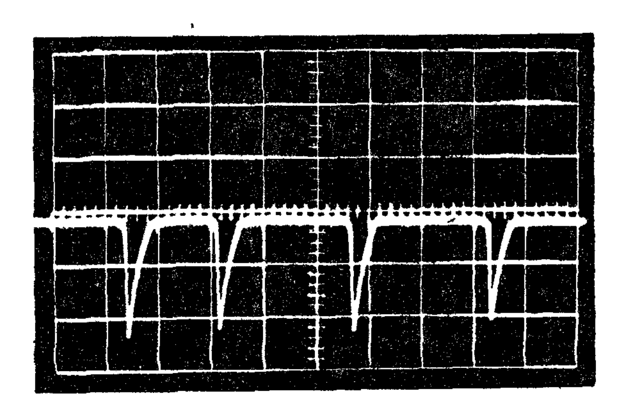


Рис. 7

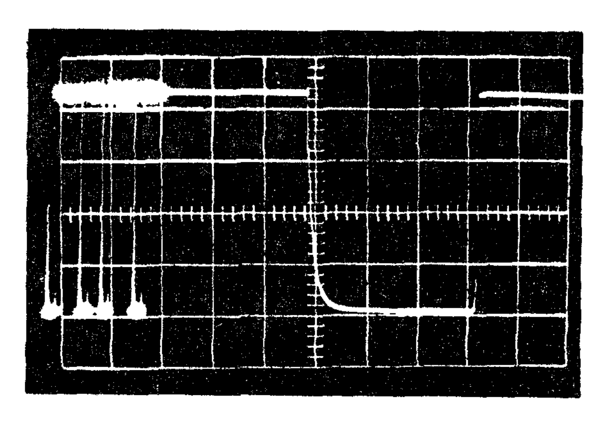


Рис. 8

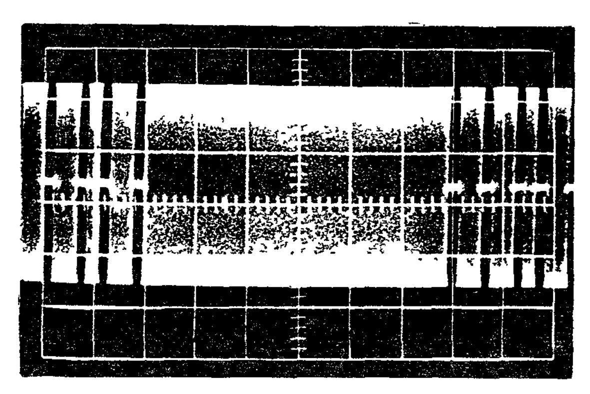


Рис. 9

Этот передатчик имеет выходную мощность около 0,5 Вт. При этом он потребляет примерно 160 мА от аккумуляторной батареи напряжением 9,4 В.

Схема простого приемника системы дистанционного управления приведена на рис. 10. С антенны сигнал через полосовой фильтр поступает на базу транзистора *V1*, который выполняет функции смесителя. Гетеродин собран на транзисторе *V4*. Его рабочая частота стабилизирована кварцевым резонатором *B1*. Естественно, что она должна отличаться на значение промежуточной частоты от рабочей частоты передатчика. Кварцевый резонатор возбуждается на третьей механической гармонике. Сигнал гетеродина подается в цепь эмиттера транзистора *V1* смесителя. Усилитель промежуточной частоты выполнен на транзисторах *V2* и *V3*. Они охвачены автоматической регулировкой усиления с выхода „активного" детектора, который собран на транзисторе *V5*. Начальное смещение, приоткрывающее этот транзистор, создается из-за падения напряжения на диоде *V6*.

Микросхема *A1* содержит три транзистора (см. рис. 10, *б*). Два из них используются в триггере Шмидта, который выполняет функции формирователя продетектированного сигнала. С формирователя сигнал поступает на вход сдвигового регистра (*D1*) и на детектор импульсов синхронизации (он собран на третьем транзисторе микросхемы *A1*). Нагрузка детектора – конденсатор *C15* относительно большой емкости, что позволяет выделить этот импульс на фоне коротких управляющих импульсов. Импульс синхронизации также поступает на сдвиговый регистр декодирующего устройства.

Катушки *L1–L4* намотаны проводом диаметром 0,3 мм на каркасах диаметром 5 мм с подстроечниками из карбонильного железа с резьбой М4. Они имеют соответственно 11, 12,3 и 22+5 витков. Катушку *L4* подключают так, чтобы отвод был ближе к „холодной" (верхней по схеме) ее части. Трансформаторы промежуточной частоты *T1–T3* можно применить от любых миниатюрных транзисторных приемников. Соотношение витков контурной катушки и катушки связи примерно 10:1. У контурной катушки отвод должен быть примерно от середины. Емкости конденсаторов *C16–C18* зависят от индуктивности катушки примененного трансформатора (резонансная частота контуров 465 кГц).

Приемник (до детектора включительно) представляет собой обычный супергетеродин и налаживает его стандартной методике. Продетектированный сигнал на коллекторе транзистора *V5* должен иметь форму, показанную в верхней части рис. 11. Нижняя осциллограмма – импульс на выводе *5* микросхемы *D1* (третий канал).

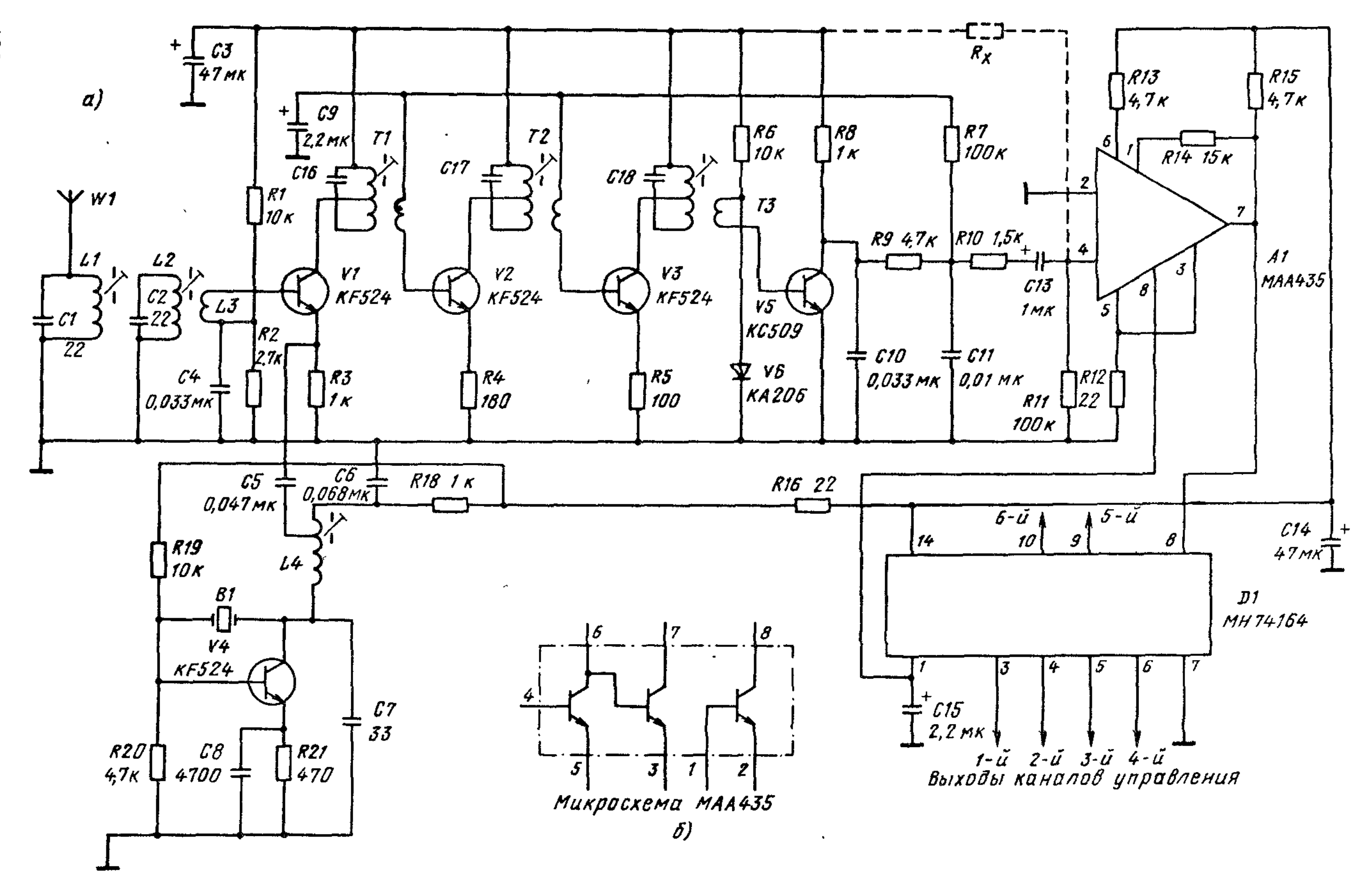

а)
C3 47мк
C9 2,2мк
T1
T2
T3
Rx
R13 4,7к
R15 4,7к
R14 15к
W1
L1
L2
C1 22
C2 22
L3
R1 10к
R2 2,7к
C4 0,033мк
C16
C17
C18
V1 KF524
V2 KF524
V3 KF524
R3 1к
R4 180
R5 100
R6 10к
R8 1к
R7 100к
V5 KC509
V6 KA206
R9 4,7к
R10 1,5к
C13 1мк
C10 0,033мк
C11 0,01мк
R11 100к
R12 22
A1 MAA435
C5 0,047мк
C6 0,068мк
R18 1к
R16 22
L4
R19 10к
B1
V4 KF524
C7 33
R20 4,7к
C8 4700
R21 470
6-й
5-й
14
10
9
8
D1 MH74164
C14 47мк
C15 2,2мк
1
3
4
5
6
7
1-й 2-й 3-й 4-й
Выходы каналов управления
6 7 8
4
5 3 1 2
Микросхема MAA435
б)

Рис. 10

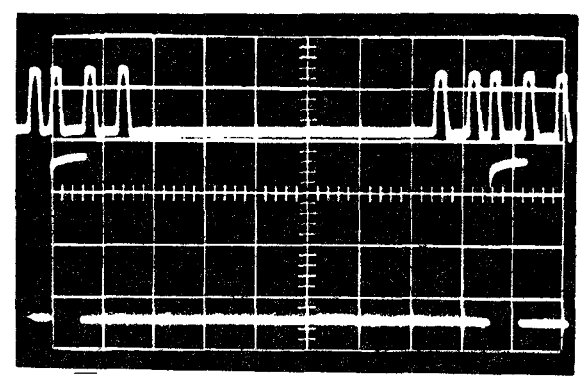


Рис. 11

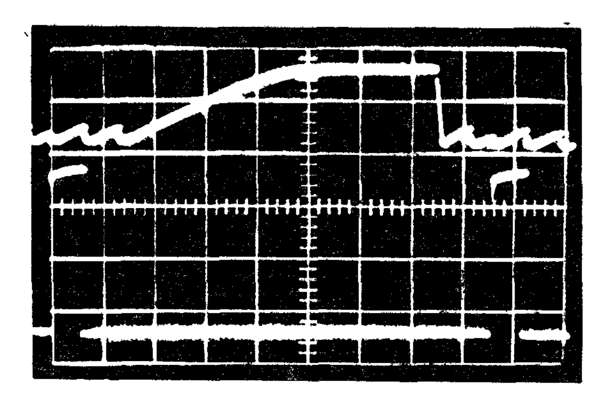


Рис. 12

Форма импульсов на выходе детектора импульса синхронизации показана на рис. 12. Здесь также (для временной привязки) дана осциллограмма импульса на выводе *5* микросхемы *D1*.

Если чувствительность приемника окажется невысокой, то можно взять резисторы *R4* и *R5* с меньшими сопротивлениями (но не менее 100 Ом для *R4* и 68 Ом для *R5*). Кроме того, можно дополнительно ввести резистор R_x, подключение которого показано на схеме пунктиром. Этот резистор (его сопротивление лежит в пределах 220 . . . 560 кОм) изменяет порог срабатывания триггера Шмидта, повышая его чувствительность, что позволяет обрабатывать более слабые сигналы.

Приемник имеет чувствительность около 8 мкВ и в комплекте с описанным в начале статьи передатчиком обеспечивает управление моделью на расстоянии не менее чем 500 м. Схема более совершенного приемника показана на рис. 13. Радиочастотный тракт в этом приемнике выполнен на одной интегральной микросхеме *А1*, которая используется в стандартном включении. Этот приемник имеет не только более высокую чувствительность (не хуже 3 мкВ), но и весьма эффективную систему АРУ, что обеспечивает устойчивое управление моделью при изменении расстояния от нее до передатчика. Остальные каскады приемника практически не отличаются

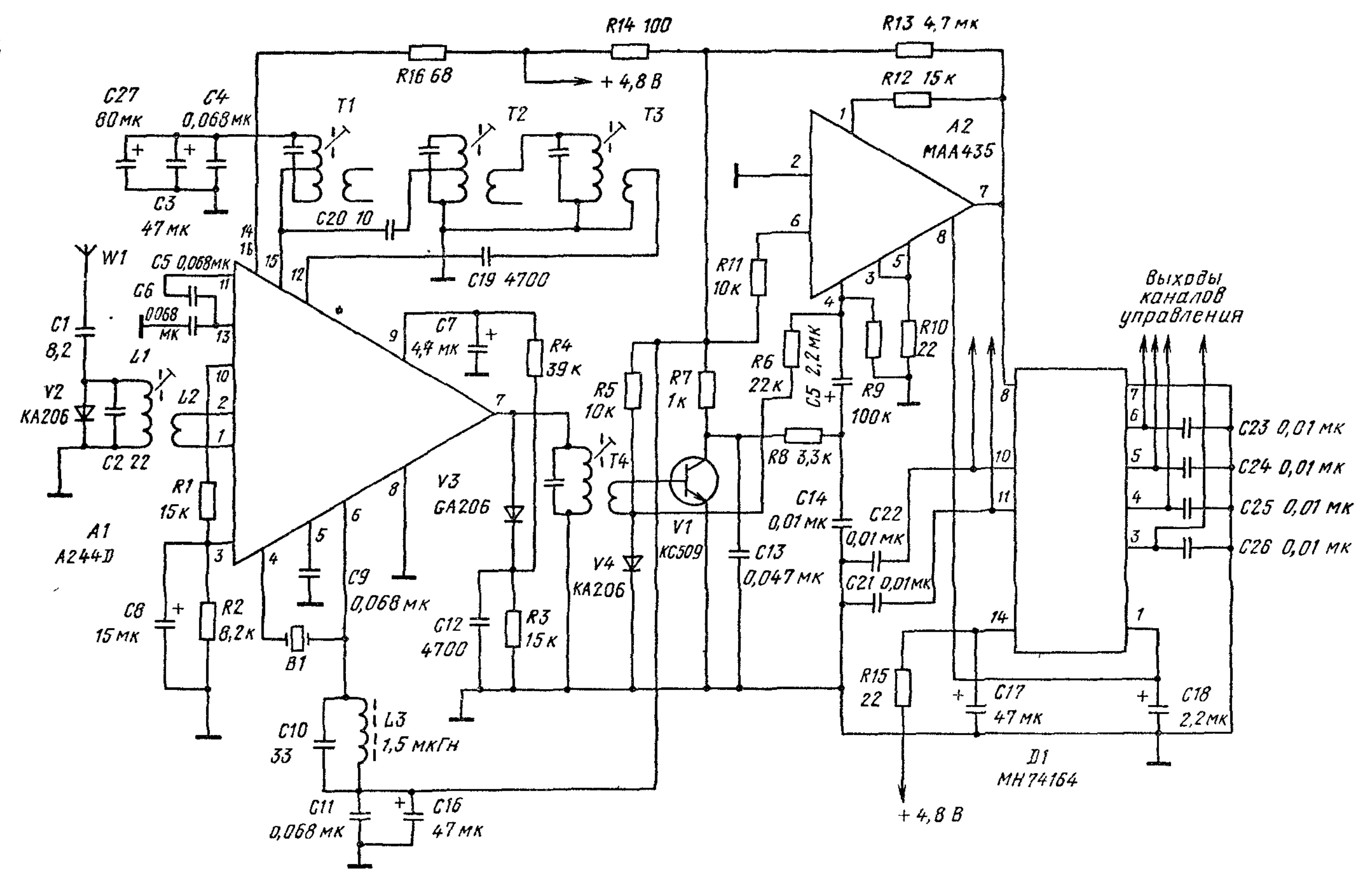

R14 100
R13 4,7 мк
R16 68
+ 4,8 В
R12 15 к
C27 80 мк
C4 0,068 мк
T1
T2
T3
A2
MAA435
C3 47 мк
C20 10
C19 4700
W1
C5 0,068 мк
C6 0068 мк
C1 8,2
L1
V2 KA206
L2
C2 22
R1 15 к
A1 A244D
C8 15 мк
R2 8,2 к
B1
C9 0,068 мк
C7 4,4 мк
R4 39 к
V3 GA206
C12 4700
R3 15 к
T4
R5 10 к
R7 1 к
V4 KA206
V1 KC509
C13 0,047 мк
R11 10 к
R6 22 к
C5 2,2 мк
R9 100 к
R10 22
R8 3,3 к
C14 0,01 мк
C22 0,01 мк
C21 0,01 мк
Выходы каналов управления
C23 0,01 мк
C24 0,01 мк
C25 0,01 мк
C26 0,01 мк
R15 22
C17 47 мк
C18 2,2 мк
D1 MH74164
C10 33
L3 1,5 мкГн
C11 0,068 мк
C16 47 мк
+ 4,8 В

Рис. 13

от тех, что использованы в предыдущем варианте. Из отличий следует лишь упомянуть дополнительные конденсаторы *C21–C26*, которые включены на выходе декодера. Вызвано это необходимостью уменьшить крутизну фронтов и спадов выходных импульсов, так как возникающие из-за крутых фронтов и спадов импульсов помехи могут восприниматься приемником (из-за его повышенной чувствительности), детектироваться и вызывать тем самым сбои в работе системы управления.

У трансформатора промежуточной частоты *T1* катушка связи не используется, а у *T2* она играет роль конденсатора связи в полосовом фильтре (второй ее вывод никуда не подключен).

Намоточные данные для катушек *L1* и *L2* – такие же, как для *L2* и *L3* предыдущего варианта приемника, а для *L3* – как для *L4* (отвода делать не надо). Трансформатор *T4* аналогичен трансформаторам *T1–T3*. В обоих приемниках все катушки и трансформаторы помещены в экраны.

Транзисторы KC507, KC508 можно заменить на любые высокочастотные транзисторы малой мощности с статическим коэффициентом передачи тока не менее 100 (КТ3102, КТ315 и т. д.), KSY62B – на КТ603, KSY34 – на КТ606, KF524 – на КТ306, КТ316, КТ3102. Диоды KA501 и KA206 заменяются на КД503 или КД521, а GA206 – на Д18. Микросхему MAA435 можно заменить на микросборку из *n-p-n* транзисторов или на дискретные транзисторы (КТ315 и т. п.). Функциональный аналог микросхемы MH14164 – КР134ИР8 (134ИР8), причем при использовании этой микросхемы конденсаторы C15 (рис. 10) и C18 (рис. 13) должны иметь емкость 0,68 мкФ. Стабилитрон KZ260/6V2 – КС1662А. Аналог микросхемы TCA440 – К174ХА2.

УДК 621.396.721

ТРАНСИВЕР НА ДИАПАЗОН 160 М

Я. ЛАПОВОК (СССР)

Предлагаемый трансивер имеет следующие характеристики:

диапазон частот: 1830 . . . 1930 кГц;

виды работы: телеграф и телефон с однополосной модуляцией (используется нижняя боковая полоса);

выходная мощность при передаче 5 Вт;

чувствительность приемника 5 мкВ;

допустимый уровень помех на входе приемника 0,1 В.

Полоса пропускания приемника при работе телеграфом 1 кГц, при работе телефоном 3 кГц.

Трансивер можно использовать практически с любой антенной, длина излучающей части которой не менее 30 м.

Общая схема трансивера приведена на рис. 1. На этой схеме изображены четыре узла, выполненных на платах с печатным монтажом; детали трансивера, не входящие в эти узлы, и соединение всех элементов трансивера между собой. Между антенной и приемопередающей частью трансивера включено согласующее устройство, состоящее из переключателей *S1* и *S2*, катушки индуктивности *L1* и конденсатора переменной емкости *C1*. В зависимости от положения *S1* согласующее устройство образует три схемы: Г-образные с емкостью на входе или на выходе и последовательно включенные индуктивность и емкость. Индуктивность согласующего устройства регулируется

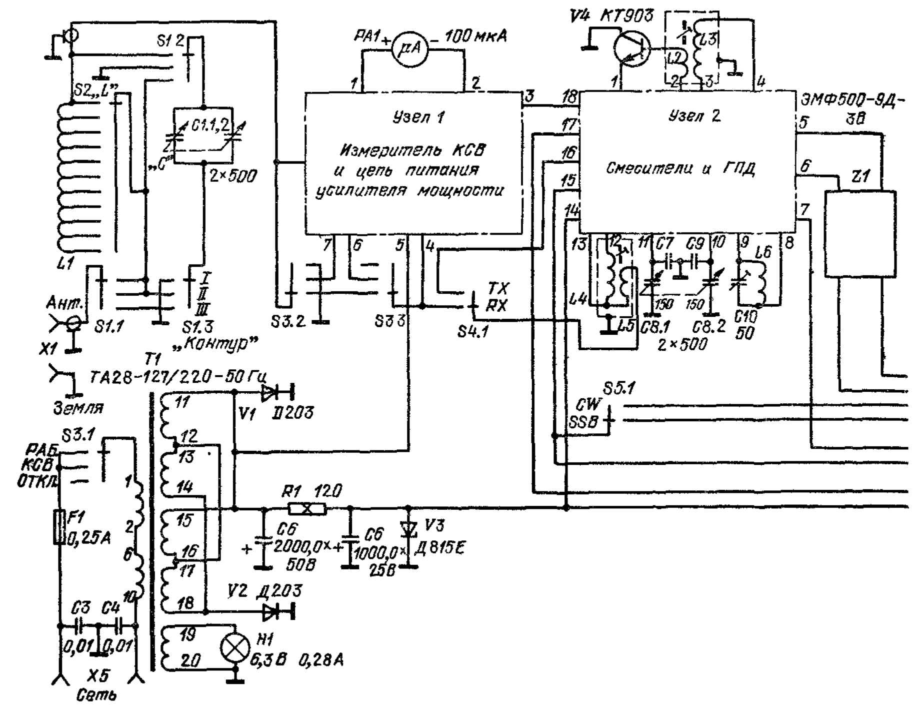


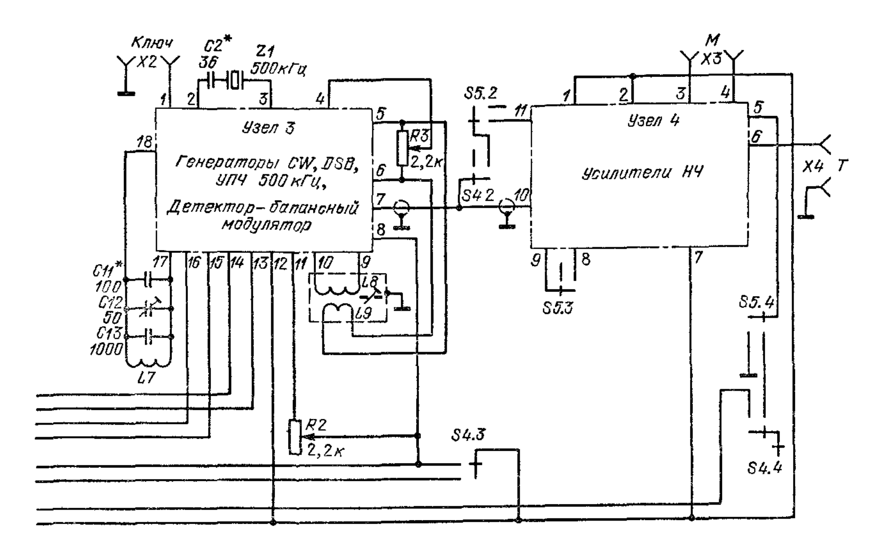
Рис. 1

S2. Задача согласующего устройства трансформировать полное сопротивление антенны в чисто активное сопротивление, близкое к 75 Ом.

Переключатель *S3* в положении *Откл.* включает питание трансивера и одновременно заземляет выход согласующего устройства. В положении КСВ выход согласующего устройства подключается к измерителю КСВ. Это положение используется для регулировки (проверки) согласования трансивера с антенной после его включения. Последнее положение *S3* служит для работы в эфире на прием и передачу.

Перевод трансивера с приема на перадачу осуществляется переключателем *S4*. Питающее напряжение с элементов работающих только при приеме, на работающие только при передаче переключает *S4.3*.

При приеме сигнал с выхода согласующего устройства через *S4.1* поступает на катушку связи *L5* входного контура *L4 C8.1*. С этого контура сигнал поступает на преобразователь частоты, находящийся в узле *2*. Контур *L6 C8.2* определяет частоту геиератора плавных диапазонов (ГПД) – гетеродина преобразователя частоты. Преобразованиый в промежуточную частоту 500 кГц сигнал проходит через электромеханический фильтр *Z1* и поступает в узел *3*, где он усиливается и детектируется (*L8* – катушка выходного контура УПЧ, сигнал на детектор снимается с *L9*). Регулировка усиления приемника осуществляется в УПЧ резистором *R2*. С выхода узла 3 сигнал поступает только на вывод *10* узла *4* – вход УЗЧ приемника (*S4.2* при приеме разомкнут). При установке переключателя *S5* в положение CW S5.3 включает находящийся в узле *4* узкополосный фильтр, сужающий полосу пропускания прием-



ника до 1 кГц. С выхода узла *4* усиленный сигнал звуковой частоты подается на телефон (разъем *X4*).

При работе CW *S5.1* подает питающее напряжение на находящийся в узле *3* генератор частоты 501 кГц (определяется контуром *L7C11–C13*). Сигнал этой частоты появляется при нажатии телеграфного ключа, и, пройдя через электромеханический фильтр, поступает на преобразователь частоты узла *2*. Сигнал рабочей частоты выделяется на катушке связи *L5* и через *S4.1* возвращается в узел *3*, где усиливается и через катушки *L3*, *L2* поступает на базу оконечного усилителя мощности, собранного на транзисторе *V4* по схеме с общим эмиттером. Питание на *V4* подается через цепи, находящиеся в узле *1*. С вывода *4* этого узла выходной сигнал передатчика поступает через согласующее устройство в антенну. Транзистор *V4* открыт только при передаче, так как положительное по отношению к эмиттеру напряжение на его базе подается через *S4.4*.

Находящийся в узле *4* УЗЧ приемника при работе CW работает как при приеме, так и при передаче – цепь питания этого УЗЧ замкнута при соединении вывода *5* узла *4* с корпусом через *S5.4* (при приеме вывод *5* узла *4* всегда соединен с корпусом – либо через *S5.4* в положении CW, либо через *S5.4* в положении SSB и *S4.4* в положении RX). При нажатии на ключ сигнал частотой 501 кГц вызывает появление на выходе детектора сигнала ЗЧ с частотой 1 кГц, и благодаря работе УЗЧ приемника он слышен в телефонах.

При работе SSB *S5.2* через *S4.2* подает на вывод *7* узла *3* сигнал с выхода микрофонного усилителя узла *4*. Вывод *7* соединен с детектором, который в режиме передачи выполняет функции балансного модулятора, так что в узле *3* формируется сигнал DSB – две боковых полосы с подавленной несущей частотой. Этот сигнал усиливается в узле *3* усилителем, питание на который подается *S5.1*, и поступает на *Z1*, который пропускает только одну боковую полосу, формируя сигнал SSB. Далее путь сигнала не отличается от описанного при рассмотрении передачи CW.

Питание трансивера осуществляется от одного выпрямителя, собранного на трансформаторе *T1*, диодах *V1*, *V2* и конденсаторе *C5*. Этот выпрямитель не-

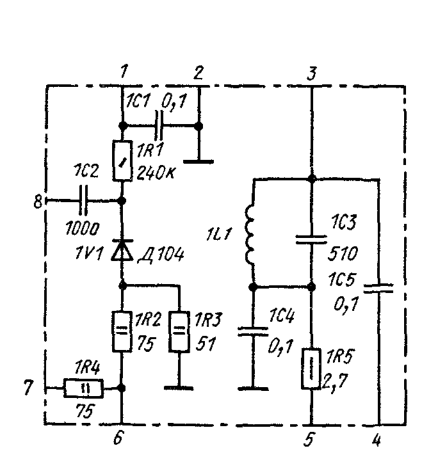


Рис. 2

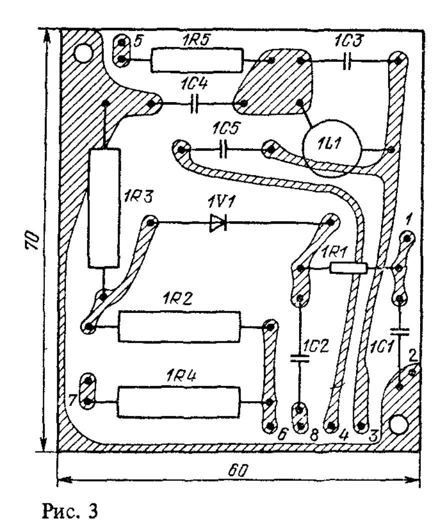


Рис. 3

Рис. 4

посредственно питает усилитель мощности передатчика и через стабилизатор на стабилитроне *V3* – остальные каскады трансивера.

Схема узла *1* приведена на рис. 2, его плата – на рис. 3. (Как и на остальных рисунках плат узлов трансивера, „печатные" проводники, находящиеся на нижней стороне плат, изображены заштрихованными.) Резисторы *1R4, 1R2, 1R3* вместе с входным сопротивлением согласующего устройства образуют мост, в диагональ которого при измерении КСВ включен ВЧ вольтметр, образуемый *1V1* и прибором *PA1*. При включении измерителя КСВ ВЧ вольтметр через вывод *8* остается подключенным к усилителю мощности передатчика.

Контур *1L1, 1C3* имеет большое сопротивление на частотах 1830 . . . 1930 кГц, и с него снимается выходное напряжение усилителя мощности.

Схема узла *2* приведена на рис. 4, его плата – на рис 5. Генератор плавных диапазонов трансивера собран на транзисторах *2V5, 2V6 (2V6* – генератор, *2V5* – эмиттерный повторитель). Диапазон частот ГПД на 500 кГц выше рабочих частот трансивера – 2330 . . . 2430 кГц. Полевой транзистор *2V2* – смеситель передатчика, *2V3* – смеситель приемника. Транзистор *2V1* – предварительный усилитель мощности передатчика, нагрузкой которого служит *L3* (см. рис. 1), настроенная в резонанс на частоту 1880 кГц конденсатором 2C2.

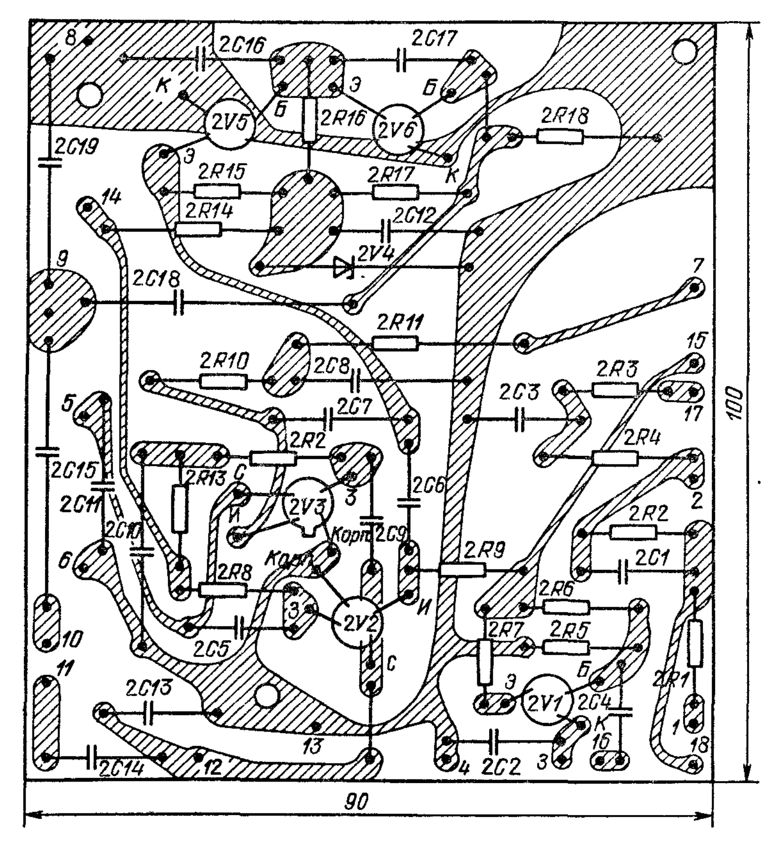


Рис. 5

Схема узла 3 приведена на рис. 6, его плата – на рис. 7. УПЧ приемника собран по каскодной схеме (заземленный исток – заземленная база) на транзисторах *3V10, 3V11*.

Диоды *3V3–3V6* образуют балансный детектор (при передаче – модулятор), опорное напряжение с частотой 500 кГц на который подается от генератора, собранного на транзисторе *3V2*. Частота 500 кГц стабилизирована кварцевым резонатором *Z1*, установленным вне узла *3* (см. рис 1).

Генератор частоты 501 кГц собран на транзисторе *3V1*. Усилитель сигнала DSB – на транзисторе *3V7*, коллектор которого соединен с электромеханическим фильтром через диод *3V8*, запирающийся при приеме.

Схема узла *4* приведена на рис. 8, его плата – на рис. 9. Микрофонный усилитель собран на транзисторах *4V3, 4V2, 4V1*. Вход этого усилителя защищен от сигналов радиочастоты, которые могут навестись на микрофон фильтром *4C6, 4R11, 4C5*

Усилитель звуковой частоты приемника собран на транзисторах *4V4–4V7*. Первый каскад этого усилителя через эмиттерный повторитель на транзисторе *4V5* может быть охвачен частотно-зависимой обратной связью с помощью двойного Т-моста.

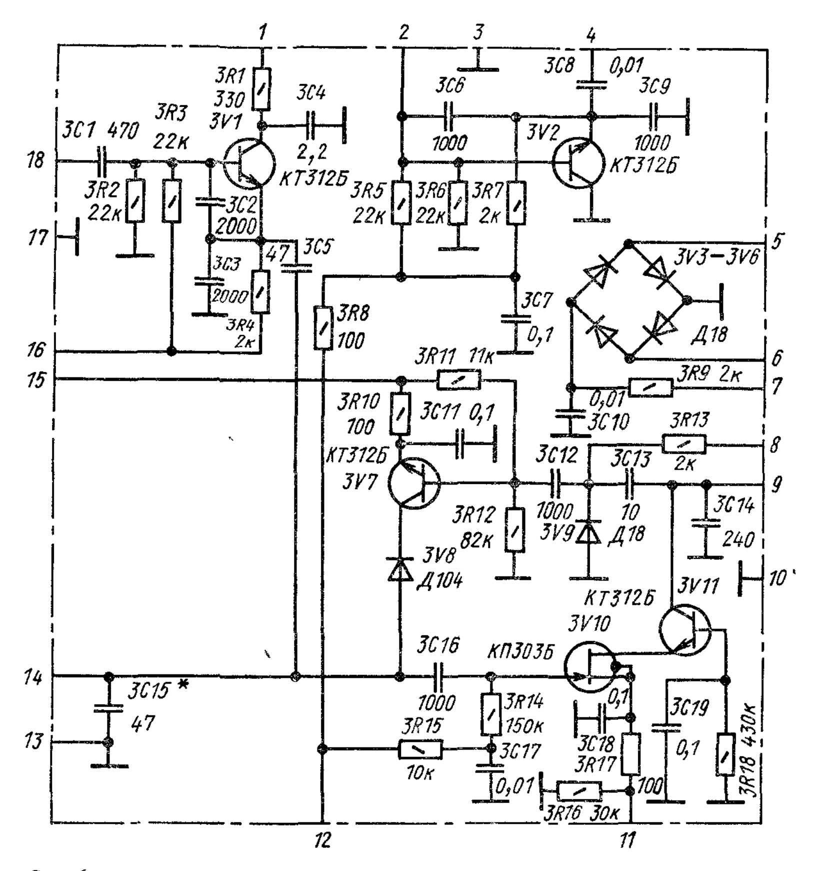


Рис 6

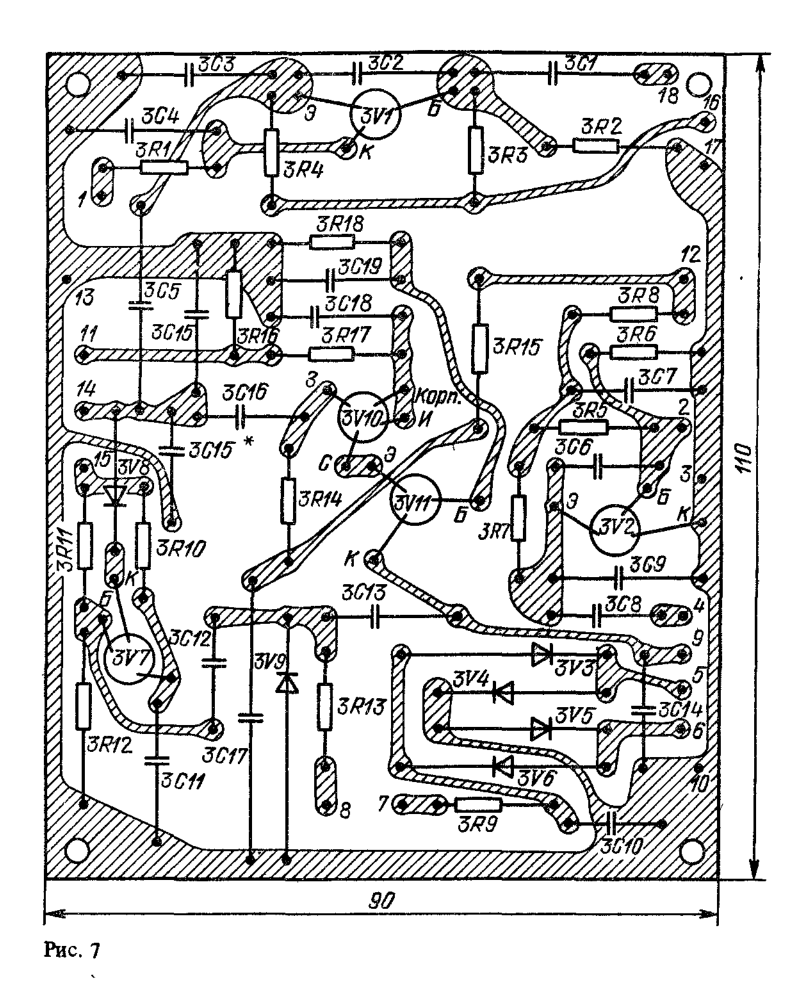


Рис. 7

Конструкция трансивера показана на рис. 10. Трансивер собран на шасси высотой 28 мм, к которому привинчены передняя и задняя панели. Между шасси и передней панелью оставлен зазор 30 мм. Все переключатели в трансивере – галетные одноплатные. Лучше применить переключатели с керамическими платами.

Конденсаторы переменной емкости – сдвоенные от радиовещательных приемников, с воздушным диэлектриком; *C1* изолируется от корпуса установкой его на текстолитовой плате и изолирующей насадкой на оси. Конденсатор *C8* перестраивается с помощью вереньера, состоящего из диска диаметром 70 мм с нанесенной на его торце шкалой частот, и оси ручки настройки, связанных нейлоновым тросиком, натяжение которого обеспечивает пружина, размещенная в диске. Ось ручки настройки диаметром 6 мм в месте, где наматывается тросик, имеет сужение до 5 мм.

Транзистор *V4* и диоды *V1, V2* крепятся к шасси без изоляции, а стабилитрон *V3* – через изолирующую шайбу. Изолируются шайбами от шасси и электрические конденсаторы *C5, C6.*

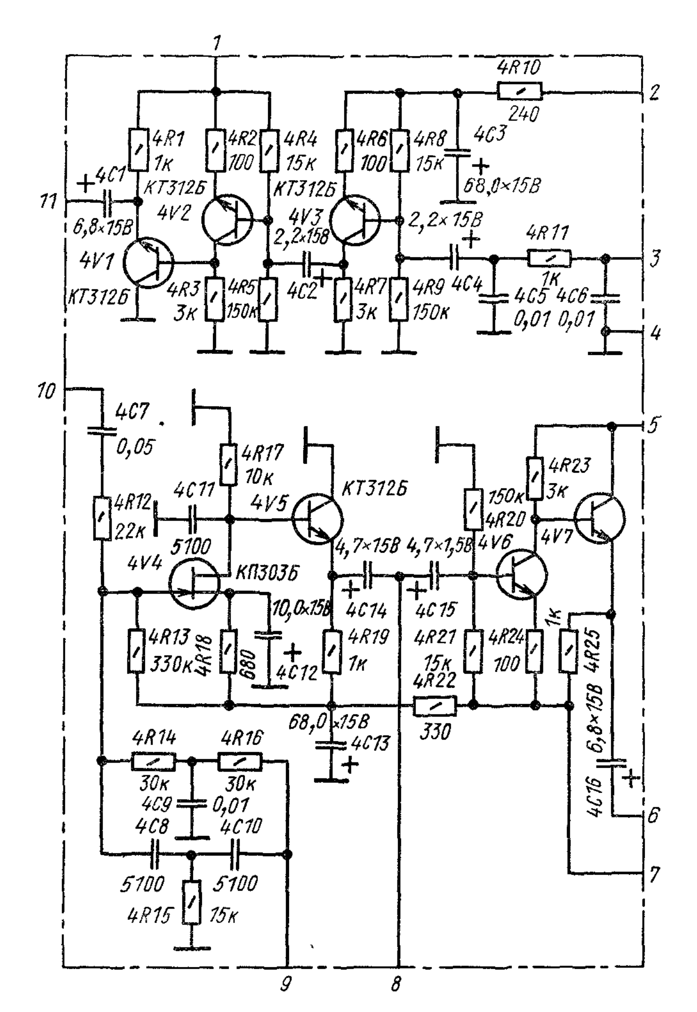


Рис. 8

Катушки индуктивности трансивера – самодельные: *L1* намотана на пластмассовом каркасе диаметром 28 мм проводом ПЭВ-2 0,55, состоит из 10 секций по 5,5 витка в каждой, общая длина намотки 32 мм; *1L1* намотана на пластмассовом каркасе диаметром 9 мм проводом ПЭВ-2 0,35 в один слой „виток к витку" и содержит 60 витков.

Так как *L6* и *L7* – катушки генераторов с параметрической стабилизацией частоты, то должны быть приняты особые меры по сохранению их индуктивностей постоянными при эксплуатации трансивера – в частности, при изменении окружающей температуры. Желательно их намотать на каркасах из радиокерамики, можно применить пластмассовые каркасы из АГ-4, в крайнем случае – полистирол, оргстекло. А вот фторопласт для каркасов этих катушек непригоден, так как имеет очень большой

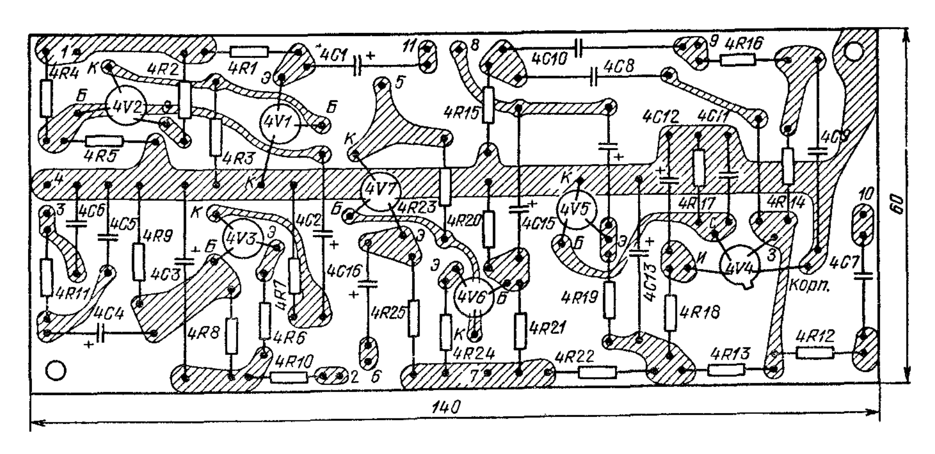


Рис. 9

температурный коэффициент расширения. Обе эти катушки намотаны на каркасах диаметром 16 мм: *L6* – проводом ПЭВ-2 0,35, содержит 45 витков при длине намотки 18 мм; *L7* – ПЭВ-2 0,23, число витков 82, длина намотки – 20 мм.

Катушки *L2–L5* и *L8*, *L9* выполнены на магнитопроводах СБ-12а; *L3* и *L4* содержат по 25 витков проводом ПЭШО 0,31, таким же проводом намотаны и катушки связи (*L2* – 4 витка, *L5* – 3 витка); *L8* и *L9* намотаны проводом ПЭВ-2 0,1 и содержат соответственно 150 и 30 витков. Все катушки в магнитопроводах СБ-12а помещены в алюминиевые экраны диаметром 20 и высотой 25 мм.

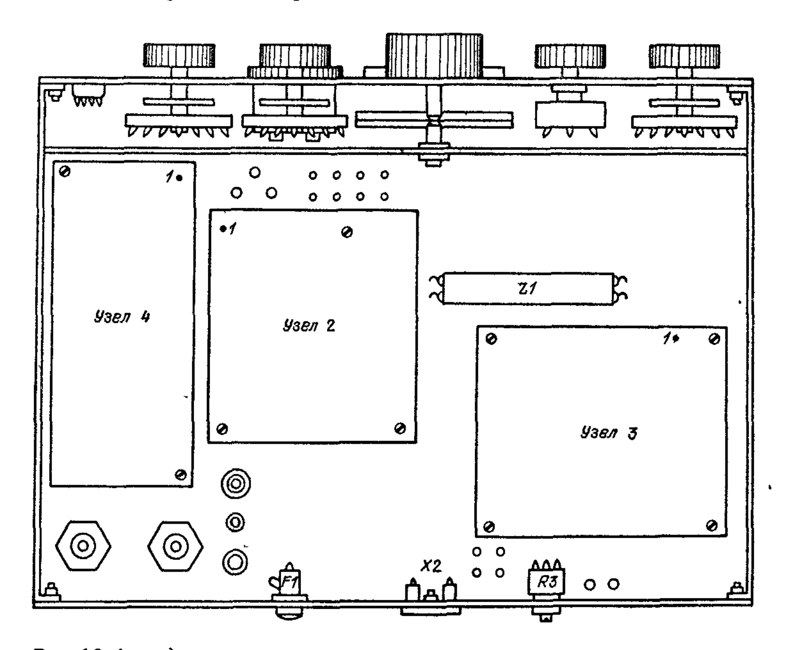


Рис. 10 (верх)

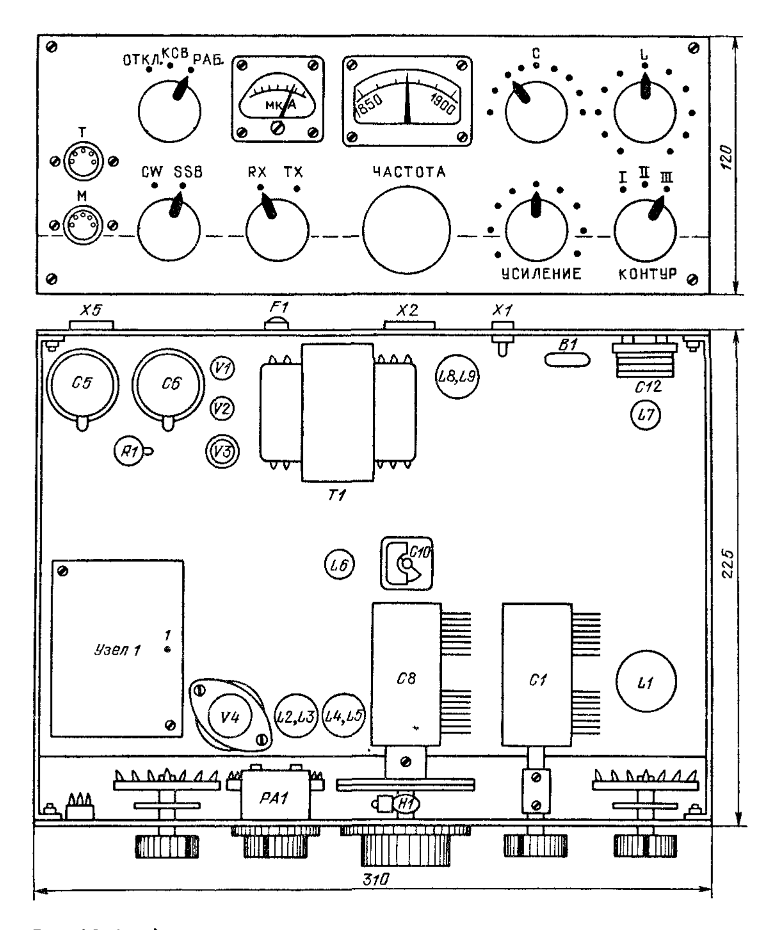


Рис. 10 (низ)

Налаживание трансивера следует начать с проверки источника питания. На выходе выпрямителя при отключенных нагрузках должно быть напряжение 36 В, а при подключении к нему резистора сопротивления 150 Ом – это напряжение не должно быть меньше 32 В. Стабилизированное напряжение, снимаемое с *V3* –14 . . . –16 В (зависит от экземпляра стабилитрона), и при подключении резистора сопротивлением 150 Ом не должно уменьшаться более чем на 0,5 В.

Проверенный источник питания соединяют с остальной схемой трансивера, после чего следует проверить режимы транзисторов по постоянному току. Для исключения влияния ВЧ напряжений радиочастоты на результаты этой проверки, *L6* и *L7* от узлов трансивера отключают, а *Z1* из держателя вынимают, так что все генераторы не работают. Результаты измерения вольтметром с сопротивлением не менее 100 кОм должны быть близкими к приведенным в таблице.

Таблица

Транзистор	Прием			Передача			Примечание
	Э (И)	Б (З)	К (С)	Э (И)	Б (З)	К (С)	
V4	−35	−35	0	−32	−31,2	0	
2V1	0	0	0	−11,5	−13,9	0	
2V2	0	−15	0	−14,5	−15	0	
2V3	−14,5	−15	0	0	−15	0	
2V5	−8	−7,4	0	−8	−7,4	0	
2V6	−7,4	−6,8	0	−7,4	−6,8	0	
3V1	0	0	0	−8,4	−7,8	0	CW, ключ нажат
3V2	−8,7	−8	0	−8,7	−8	0	
3V8	0	0	0	−14,6	−14	1	
3V10	−14,8	−15	−6	0	−15	−2	Усиление максимально
3V11	−6	−5,4	0	−2	−2	0	То же
4V1	−5	−4,4	0	−5	−4,4	0	
4V2	−14,8	−14,2	−4,4	−14,8	−14,2	−4,4	
4V3	−14,2	−13,6	−5,5	−14,2	−13,6	−5,5	
4V4	−13	−13,3	−7,5	−13	−13,3	−7,5	
4V5	−8,1	−7,5	0	−8,1	−7,5	0	
4V6	−14,8	−14,2	−7	−15	−14,4	−15	SSB
4V7	−7,7	−7	0	−15	−15	−15	SSB

Включают генераторы и устанавливают их частоты.

Частоты ГПД устанавливают подстроечным конденсатором его контура, а при необходимости и уточнением величины конденсаторов 2C15 (перекрытие диапазона) и 2C19 (общее смещение частот); частоту генератора 501 кГц – конденсаторами *C12, C13*. Частоту опорного генератора устанавливают равной 500 кГц (с точностью ±50 Гц) подбором емкости конденсатора *C2*, а при невозможности получить требуемый результат этим путем – заменой *Z1*.

При прогреве трансивера уход частот генераторов с параметрической стабилизацией частоты не должен превышать 100 Гц. Это достигается подбором контурных конденсаторов с соответствующими температурными коэффициентами. Хорошие результаты следует ожидать при использовании керамических конденсаторов с группами ТКЕ М75 или М47, можно попробовать применить здесь и слюдяные конденсаторы групп Г или В. Напряжение радиочастоты на эмиттере *2V5* должно быть 1 . . . 1,2 В, на эмиттерах *3V1* и *3V2* – 0,8 . . . 1 В. Усилители звуковой частоты и микрофонный должны при подаче на их входы напряжений 5 мВ обеспечивать выходные напряжения 0,5 В.

В режиме CW частотная характеристика УЗЧ приемника должна иметь подъем на частоте 1 кГц с ослаблением сигнала на выходе не менее чем в два раза на частотах 0,7 и 1,7 кГц. При работе на передачу CW при нажатом ключе необходимо добиться максимума напряжения радиочастоты на выводе *5* узла *2* подбором емкостей конденсаторов *3C15* и *2C11*. После достижения максимума это напряжение подбором *3C5* устанавливают равным 0,2 . . . 0,3 В.

Установив движок R3 в любое крайиее положение (заведомо нарушив баланс модулятора), в режиме передачи SSB настраивают *L8* по максимому напряжения на выводе *14* узла *3*. При балансировке с помощью *R3* это напряжение необходимо снизить с 3 . . .4 В до не менее чем 0,1 В.

Вместо антенны устанавливаем безындукционный резистор сопротивлением 75 Ом, *S1* в положение *I* или *II*, *S2* – в положение, полностью отключающее *L1*, *C1* – в минимальное.

При нажатии ключа в режиме CW добиваемся максимума напряжения радиочастоты на нагрузке настройкой *L4* и *L3*. Выходиой мощности 5 Вт соответствует напряжение 19,3 В и отклонение *PA1* на 60 . . . 80 мкА. Переведя *S3* в положение КСВ, убедимся, что показания *PA1* близки к нулю.

Настроив транзистор в режиме „передача", настроим его и в режиме прием – остается только убедиться, что сигнал ГСС, поданный на *X1* через резистор 75 Ом напряжением 5 мкВ, хорошо слышен на выходе приемника.

При работе на транзисторе нужно тщательно согласовывать с ним антенну – в противном случае транзистор *V4* может выйти из строя. Удовлетворительным можно считать результат манипуляции переключателями *S1*, *S2* и емкостью *C1*, при котором в контроле КСВ *PA1* отклоняется не более чем на 20 мкА.

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.375.13

Звуковоспроизводищий комплекс. А. Сырицо. – Конструкции советских и чехословацких радиолюбителей, 1987, с. 4 – 18.

Рассказано о преимуществах усилителей с отрицательным выходным сопротивлением в устройствах высококачественного воспроизведения звука. Практическая часть статьи включает описание высококачественного комплекса „усилитель – громкоговоритель", выполненного из широкодоступных деталей.

УДК 621.396.62

Простой УКВ приемник. В. Поляков. – Конструкции советских и чехословацких радиолюбителей, 1987, с. 18 – 33.

Рассказано о достоинствах УКВ ЧМ аппаратуры, использующей детекторы ЧМ сигналов с фазовой автоподстройкой частоты. Приведено описание нескольких практических устройств такого типа.

УДК 621.317.7

Прибор для налаживания УКВ ЧМ приемников. И. Свобода. – Конструкции советских и чехословацких радиолюбителей, 1987, с. 33 – 42.

Устройство содержит высокочастотный генератор, перекрывающий диапазон от 65. . .108 МГц, генератор фиксированных частот (10,7 и 6,5 МГц) и кварцевый образцовый генератор на частоту 1 МГц. Выходные сигналы генераторов можно модулировать как по частоте, так и по амплитуде (в том числе и использовать оба вида модуляции одновременно).

УДК 621.375.13

Кассетный стереомагнитофон-приставка. Ю. С о л н ц е в. — Конструкции советских и чехословацких радиолюбителей, 1987, с. 42 — 70.

Обосиован выбор параметров современного кассетного стереомагнитофоиа *Hi—Fi* класса и описана его практическая коиструкция.

УДК 621.317.791

Цифровой мультиметр. И. З у с к а. — Коиструкции советских и чехословацких радиолюбителей, 1987, с. 70 — 85.

Прибор состоит из базового вольтметра постоянного тока с пределом измереиия 2 В и разрешающей способностью 1 мВ. Цифро-аналоговый преобразователь вольтметра использует метод двойного интегрирования. Приведеио описание различиых приставок, превращающих этот вольтметр в мультиметр.

УДК 621.317.765

Простой геиератор функций. Л. А и у ф р и е в. — Коиструкции советских и чехословацких радиолюбителей, 1987, с. 85 — 94.

Описан простой фуикциоиальный геиератор, иа выходе которого можно получить сииусоидальиое, а также импульсиое — треугольиое и прямоугольное иапряжения в широком интервале частот (от десятков герц до десятков килогерц). Прибор предиазиачеи для комплексных испытаний иизкочастотной аппаратуры.

УДК 621.317.335

Приборы для измерения емкости. Я. Х и а и — Коиструкции советских и чехословацких радиолюбителей, 1987, с. 95 — 102.

Приведено описание трех приборов для измереиия емкости коиденсаторов, выполненные иа цифровых интегральных микросхемах. Два из иих имеют аналоговую индикацию и позволяют измерять емкости в пределах от 100 пФ до 1 мкФ. В приборе с цифровым отсчетом зиачения измеряемой емкости использован метод, осиованный иа геиерации последовательиости импульсов, число которых пропорциоиальио емкости коидеисатора. Пределы измереиия от 100 пФ до 1000 мФ.

УДК 621.396.67

Коллективиая телевизионная антенна. М. Ч е с к и — Коиструкции советских и чехословацких радиолюбителей, 1987, с. 102 — 114.

Даны рекомендации по созданию телевизионной системы коллективного пользования, предназиаченной для иебольших домов в сельской местности. Рассмотрены вопросы суммирования сигиалов иескольких антени, правильиой установки их на крышах домов, распределеиия телевизиоиного сигиала по абоиеитам. Приведеио описание антеиного усилителя телевизионного сигнала.

УДК 621.396.6

Электронные часы. Л. Л о м а к и и. — Конструкции советских и чехословацких радиолюбителей, 1987, с. 114 — 124.

Приведеио описаиие иесложных электронных часов с цифровой индикацией. Осиовиое отличие даиных часов — от множества подобиых коиструкций — возможиость использования в опорном геиераторе кварцевого резоиатора практически иа любую частоту.

УДК 621.398

Аппаратура для радиоуправления моделями. Я. М ы и а р и к — Конструкции советских и чехословацких радиолюбителей, 1987, с. 124 — 133.

Описываемая аппаратура обеспечивает пропорциоиальиое управление в пяти каналах и дискретное управление в шестом канале. Она может быть использована для дистанционного управлеиия моделями кораблей, судов, автомобилей. Рабочая частота лежит в диапазоие 27 МГц.

УДК 621.396.721

Трансивер на диапазон 160 метров. Я. Л а п о в о к — Коиструкции советских и чехословацких радиолюбителей, 1987, с. 133 — 144.

Дано описание простого трансивера иа диапазои 160 метров. Ои выполнеи иа полупроводииковых приборах — полевых и биполярных транзисторах и имеет параметры, полностью удовлетворяющие требованиям, которые предъявляются к подобиым устройствам в СССР и ЧССР.